

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA
ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR DE GANDIA



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR DE GANDIA

**“Disseny i implementació d'un sistema per a
la mesura de sensors capacitius amb
interfície directa”**

TRABAJO FINAL DE CARRERA

Autor/es:
Miguel José Llopis Signes

Director/es:
D. José Pelegrí Sebastia

GANDIA, 2010

ÍNDIX

1. INTRODUCCIÓ.....	4
1.1 INTRODUCCIÓ.....	4
1.2 OBJECTIUS.....	4
1.3 PLA DE TREBALL.....	4
1.4 RESUM DEL PROJECTE.....	5
2. SENSORS.....	6
2.1. INTRODUCCIÓ.....	6
2.2 APLICACIONS DELS SENSORS CAPACITATIUS.....	6
2.3 COMPOSICIÓ.....	7
2.4 PRINCIPI DE FUNCIONAMENT DELS SENSORS CAPACITATIUS.....	7
2.5 FACTORS DE CORRECCIÓ DE L'OBJECTE PER A SENSORS CAPACITATIUS.....	8
2.6 TIPUS DE SENSORS CAPACITATIUS: BLINDATS I NO BLINDATS.....	8
2.7 ESPECIFICACIONS.....	9
3. ELS MICROCONTROLADORS.....	11
3.1 CONTROLADORS I MICROCONTROLADORS.....	11
3.2 APLICACIONS.....	11
3.3 RECURSOS COMUNS.....	12
3.3.1 Arquitectura bàsica.....	12
3.3.2 El Processador.....	13
3.3.3 Memòria de programa.....	13
3.3.4 Portes d'Entrada i Sortida.....	14
3.3.5 Relotge principal.....	15
3.4 RECURSOS ESPECIALS.....	15
3.4.1 Temporitzadors o "Timers".....	15
3.4.2 Gos guardià o "Watchdog".....	15
3.4.3 Protecció davant fallides de l'alimentació o "Brownout".....	16
3.4.4 Estat de repòs o de baix consum.....	16
3.4.5 Convertidor A/D.....	16
3.4.6 Convertidor D/A.....	16
3.4.7 Comparador analògic.....	16
3.4.8 Modulador d'amplada d'impulsos o PWM.....	17
3.4.9 Portes de E/S digitals.....	17
3.4.10 Portes de comunicació.....	17
4. MICROCONTROLADORS DE 8 BITS: ELS <<PIC>>.....	18
4.1 L' ELECCIÓ.....	18
4.2 HISTÒRIA DELS PIC.....	18
4.3 CARACTERÍSTIQUES RELEVANTS.....	18
4.4 LA FAMÍLIA DELS PIC.....	20
4.4.1 Gamma baixa.....	20
4.4.2 Gamma mitjana.....	20
4.4.3 Gamma alta.....	21
4.5 EL PIC 16F87x.....	21
4.5.1 Processador RISC amb arquitectura Harvard.....	22
4.5.2 Organització de la memòria de programa.....	23
4.5.3 Organització de la memòria de dades RAM.....	23
4.5.4 Diagrama de connexions.....	25
4.5.5 Característiques del la família dels PIC16F87x.....	25

5. CONNEXIÓ ENTRE SENSOR I MICROCONTROLADOR.....	26
5.1 INTRODUCCIÓ.....	26
5.2 CIRCUITS D'ACONDICIONAMENT PER A SENSORS	26
5.2.1 Ponts d'alterna.....	26
5.2.2 Linealització analògica de ponts capacitius	27
5.2.3 Amplificadors d'alterna.....	29
5.2.4 Blindatges electrostàtics. Guardes actives.....	30
5.2.5 Convertidors de senyal alterna-contínua	32
5.2.6 Circuits d'interfície directa entre sensor modulador i microcontrolador.....	34
5.2.6.1 Introducció.....	34
5.2.6.2 Principi de funcionament.....	34
5.2.6.3 Circuits d'interfície per a sensors capacitius.....	34
5.6.2 Tècniques de calibratge. Mètode de les tres senyals.....	36
6. CONNEXIÓ AMB L'ORDINADOR.....	39
6.1 NORMA RS-232.....	39
6.2 CONVERTIDOR DE NIVELL TTL A NORMA RS-232.....	41
6.3 MÒDUL USART DE COMUNICACIONS.....	42
7. SISTEMA DE MESURA.....	45
7.1 RESULTATS EXPERIMENTALS AMB CONDENSADORS.....	48
7.2 RESULTATS EXPERIMENTALS AMB SENSORS.....	49
7.2.1 Resultats experimentals amb sensors mesurats amb aparell impedàncies PROMAX...51	
7.2.2 Resultats experimentals amb sensors mesurats amb sistema de mesura.....	56
8. CONCLUSIONS I FUTURES LÍNIES DE TREBALL.....	59
9. BIBLIOGRAFIA.....	60
10. ANNEX.....	61

1. INTRODUCCIÓ

1.1 INTRODUCCIÓ

En l'actualitat, la mesura de paràmetres mitjançant un sistema electrònic, està present en molts àmbits de la nostra vida diària. Aquests paràmetres, són mesurats per sensors i la principal funció d'aquests, és la de transformar una informació en una senyal elèctrica.

Per a convertir la senyal elèctrica que ens dona el sensor, en un paràmetre, fan falta un serie d'elements. En primer lloc, una volta s'obté la senyal elèctrica analògica del sensor, aquesta ha de ser amplificada, filtrada, linealitzada o demodulada per un circuit d'acondicionament. Més tard, aquesta senyal acondicionada es digitalitza amb un convertidor analògic-digital, i per últim es rebuda pel microcontrolador, que s'encarrega de guardar, processar , controlar o visualitzar el valor digital.

El propòsit del present projecte final de carrera, es la realització d'un sistema per a la mesura de les capacitats d'un sensor mitjançant la connexió directa entre el sensor capacitatiu i el microcontrolador, deixant en des ús, la utilització del circuit d'acondicionament i el convertidor analògic -digital, per obtenir un sistema compacte i de baix cost.

1.2 OBJECTIUS

L'objectiu principal d'aquest projecte final de carrera és l'elaboració d'un sistema de mesura de la capacitat dels sensors capacitius. Dins d'aquest objectiu principal podem emmarcar d'altres secundaris com són:

- Estudi de les diferents formes de medir petites capacitats.
- Elecció dels components per a la realització del projecte.
- Disseny i implementació pràctica.
- Obtenció dels resultats experimentals.

1.3 PLA DE TREBALL

El pla de treball per a la realització del projecte és el següent:

- Recopilació d'informació sobre les diferents formes de mesurar capacitats així com dels diferents components que formen el circuit i del seu funcionament. (Estimació 35 h)
- Elecció dels components que s'usaran en el sistema i disseny i/o elecció de la placa electrònica que allotjara a aquests i als diversos components electrònics addicionals necessaris per al correcte funcionament dels anteriors. (Estimació 20 h)
- Implementació pràctica i comprovació del correcte funcionament del muntatge. (Estimació 25 h)
- Disseny i depuració del programa que executarà el microcontrolador i que serà l'encarregat d'interpretar les dades proporcionades pel sensor capacitatiu. (Estimació 40 h)
- Obtenció dels resultats experimentals. (Estimació 30 h)

1.4 RESUM DEL PROJECTE

Aquest document conté el disseny d'un sistema per a la mesura de sensors capacitius, caracteritzat per estar implementat amb una interfície directa amb el microcontrolador.

Inicialment, en el dos primers punts, es realitza una introducció dels principals components que formen el projecte, en el primer punt es realitza una introducció dels sensors, i en el segon una introducció dels microcontroladors.

Seguidament es realitza un estudi del diferents tipus de connexió entre els sensors i microcontroladors, fins a explicar en el últim punt la connexió que s'utilitzarà en aquest projecte. A més es realitza un estudi de la connexió entre el microcontrolador i el ordinador per a la correcta transferència de dades.

A continuació, en el següent punt es realitza el disseny del sistema complet de mesura i dels components del que està format. En aquest punt, també podem trobar els resultats experimentals medits amb el sistema elaborat en aquest projecte.

En el últim punt, trobem les conclusions final i les futures línies de treball.

2. SENSORS

2.1. INTRODUCCIÓ

Un sensor és un aparell capaç de transformar magnituds físiques o químiques, cridades variables d'instrumentació, en magnituds elèctriques. Les variables d'instrumentació depenen del tipus de sensor i poden ser per exemple: temperatura, intensitat lumínica, distància, acceleració, inclinació, desplaçament, pressió, força, torsió, humitat, pH, etc. Una magnitud elèctrica obtinguda pot ser una resistència elèctrica (com en una RTD), una capacitat elèctrica (com en un sensor d'humitat), una tensió elèctrica (com en un termoparell), un corrent elèctric (com un fototransistor), etc.

El sensor capacitatiu és bàsicament un condensador. El condensador és un dispositiu format per dos conductors o armadures, generalment en forma de plaques o làmines, separats per un material dielèctric, que sotmesos a una diferència de potencial adquireixen una determinada càrrega elèctrica. A aquesta propietat d'emmagatzematge de càrrega se li denomina capacitat, i en el sistema internacional d'unitats es mesurat en Farads (F), sent un Farad la capacitat d'un condensador en el qual, sotmeses les seves armadures a una diferència de potencial d'1 Volt, aquestes adquireixen una càrrega elèctrica d'1 Coulomb. Es denomina capacitat d'un conductor a la propietat d'adquirir càrrega elèctrica quan és sotmès a un potencial elèctric pel que fa a un altre en estat neutre. La relació entre l'àrea de les plaques i la capacitat ens dóna que a major àrea útil, major serà la capacitat (són directament proporcionals). En tant la relació entre la capacitat i la separació entre dues plaques és inversament proporcional.

Finalment, la capacitat depèn del dielèctric, sent que per al buit, la capacitat és C_0 ; per a un aïllant dielèctric K, la capacitat està donada per C_0K .

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$$

on:

ϵ_0 : constant dielèctrica del buit

ϵ_r : constant dielèctrica o permitivitat relativa del material dielèctric entre les plaques

A: l'àrea efectiva de les plaques

d: distància entre les plaques o espessor del dielèctric

2.2 APLICACIONS DELS SENSORS CAPACITATIUS

Existeixen distintes aplicacions per a aquests tipus de sensors. Poden detectar materials conductors i no conductors, en estat líquid o sòlid. Es poden utilitzar per al control de nivell en dipòsits, així com per detectar el contingut de contenidors, o en màquines empaquetadores.

Altres aplicacions inclouen el control del posicionament de materials en sistemes de transport i emmagatzematge, com poden ser cintes transportadores.

Materials típics que poden ser detectats:

Sòlids: fusta, ceràmica, vidre, apilaments de paper, materials vegetals, plàstic, pedra, goma, gel...

Líquids: aigua, oli, adhesiu i pintures.

Granulats: granulats plàstics, llavors, aliments i sal.

Pols: tintes, pols de sabó, sorra, ciment, fertilitzants, sucre, farina i cafè.

2.3 COMPOSICIÓ

Els elements que constitueixen el sensor capacitatiu són: una sonda capacitiva de detecció, un oscil·lador, un detector de nivell de senyal, un dispositiu interruptor de sortida d'estat sòlid i un potenciòmetre d'ajustament.

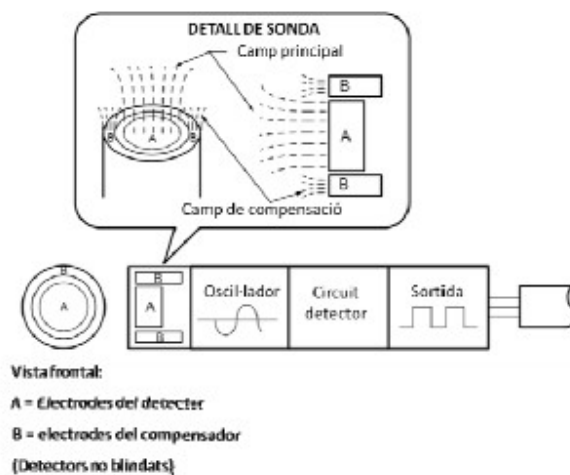


Figura 1. Components d'un sensor capacitatiu

- Sonda capacitiva de detecció: la sonda capacitiva irradia un camp electrostàtic que genera un acoblament capacitatiu entre la sonda i l'objecte que entra en el camp.
- Oscil·lador: l'oscil·lador subministra energia elèctrica a la sonda capacitiva.
- Detector de nivell de sortida: El circuit de dispar detecta canvis en l'amplitud de l'oscil·lació. Els canvis es donen quan un objecte entra o surt del camp electrostàtic irradiat des del sensor.
- Dispositiu interruptor de sortida d'estat sòlid: Un cop detectat un canvi suficient al camp electrostàtic, la sortida d'estat sòlid genera una senyal elèctrica que l'ha d'interpretar un dispositiu d'interfície, com pot ser un PLC. Aquesta senyal indica la presència d'un objecte al camp de detecció.
- Potenciòmetre d'ajustament: Si el potenciòmetre es gira a la dreta (sentit horari), la sensibilitat augmenta, si es gira a l'esquerra (sentit antihorari), la sensibilitat disminueix.

2.4 PRINCIPI DE FUNCIONAMENT DELS SENSORS CAPACITATIUS

Els sensors de proximitat capacitius treballen generant un camp electrostàtic i detectant canvis en el citat camp, a causa d'un objecte que s'aproxima a la superfície de detecció.

Els sensors capacitius detecten objectes metàl·lics, o no metàl·lics, mesurant el canvi en la capacitat, que depèn de la constant dielèctrica del material a detectar, així com de la seva massa, mida i distància fins a la superfície sensible del detector.

Quant més gran siga la mida, així com la constant dielèctrica de l'objecte a detectar, més gran serà l'increment de capacitat de la sonda per part de l'objecte. En absència d'objectes, el sensor es troba inactiu. En el moment en què s'aproxima un objecte, aquest fa que augmenta la capacitat de la sonda de detecció. Quan aquesta supera un llindar predeterminat s'activa l'oscil·lador, el qual dispara el circuit de sortida perquè canvi entre "on" (encès) i "off" (apagat). Quan s'aproxima un objecte a la cara activa del detector, l'objecte actua com un condensador.

El canvi de la capacitat és significatiu durant una llarga distància. En canvi, si s'aproxima un no conductor, (> 1) el canvi en la constant dielèctrica és molt petit, i l'increment en la seva capacitat és realment petit si es compara amb els materials conductors. Per tant, cal tenir en compte els factors de correcció quan es comparen les diferents distàncies de detecció.

2.5 FACTORS DE CORRECCIÓ DE L'OBJECTE PER A SENSORS CAPACITATIUS

Els factors de correcció són valors aproximats i la capacitat de sensibilitat per part del sensor ve influenciada per les condicions en què es troba l'objecte a detectar, així com de l'ambient en què es troba situat el sensor. És molt important tenir en compte en el moment de detectar un objecte la influència de la humitat al voltant del detector i a l'objecte. Un grau elevat d'humitat en fusta o paper, per exemple, incrementa la distància de detecció.

Aquells materials amb major constant dielèctrica resulten més senzills de detectar que aquells que posseeixen una constant dielèctrica baixa.

2.6 TIPUS DE SENSORS CAPACITATIUS: BLINDATS I NO BLINDATS

Els sensors capacitius poden ser de disseny blindat o no blindat.

- Sensor blindat: Els sensors capacitius blindats tenen una banda de metall al voltant de la sonda. Això ajuda a dirigir el camp electrostàtic cap endavant del sensor, permetent un camp més concentrat.

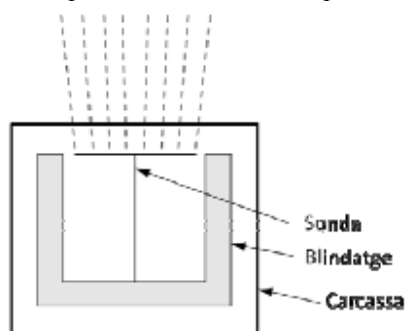


Figura 11. Sensor capacitiu blindat

El disseny blindat permet encastar el sensor en el material circumdant sense causar falses activacions.

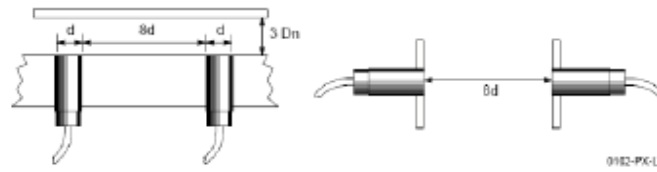


Figura 12. Sensors blindats encastats

Els sensors de capacitat blindats són apropiats per a la detecció de materials de constants dielèctriques baixes (difícils de detectar) degut a que tenen camps electrostàtics molt concertats. Aquest fet els permet detectar objectes que no detecten els sensors no blindats.

Sensor no blindat: Els sensors capacitius no blindats no tenen cap banda metàl·lica al voltant de la sonda, fent que el seu camp electrostàtic es troben més concentrat.

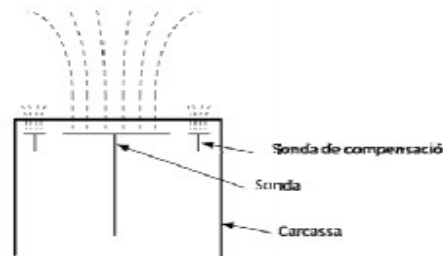


Figura 4. Sensor capacitiu no blindat

Molts models incorporen una sonda de compensació per proporcionar major estabilitat. La citada sonda permet al sensor ignorar materials com l'aigua polvoritzada, pols, una mica de brutícia i oli polvoritzat o vapor d'aigua condensat al sensor. La sonda de compensació dona major resistència al sensor respecte a les variacions d'humitat ambiental. Els sensors blindats són, per tant, l'elecció més adequada per a ambients on hi ha pols i llocs humits.

Aquests tipus de sensors també són més apropiats que els models blindats per ancoratges per a sensors de plàstic, accessoris dissenyats per a les aplicacions de nivell de líquid. L'ancoratge es col·locava a través d'un forat en un dipòsit a través de la paret de l'ancoratge del sensor.

Els sensors no blindats compten amb un camp electrostàtic menys concentrat que el dels blindats. Aquesta característica converteix als sensors capacitius no blindats en ideals per a la detecció de materials de constants dielèctriques altes i baixes. Per a determinats objectes, els sensors capacitius no blindats tenen distàncies de detecció majors que els models blindats.

2.7 ESPECIFICACIONS

Cara activa

La cara activa és la superfície del sensor capacitiu de la qual emergeix el camp elèctric. Per assegurar la correcta instal·lació, en els sensors cilíndrics és la cara frontal, mentre que pels rectangulars, generalment, la seva posició ve marcada per una línia o una creu.

Accionament

L'accionament del sensor es dona en aproximar el material a detectar davant la cara activa d'aquest, fent canviar l'estat de la sortida.

Diana

Objecte que activa el sensor.

Distància de detecció

La distància a la qual, una diana que estiga aproximant-se, activa (canvi l'estat de) la sortida de proximitat.

Distància d'operació efectiva (Sr)

La distància d'operació d'un interruptor de proximitat individual mesurat a la temperatura, voltatge i condicions de muntatge indicats.

Distància d'operació, nominal

La distància d'operació especificada pel fabricant i utilitzada com valor de referència. També es denomina distància nominal de detecció.

Factors de correcció

Factors de multiplicació suggerits que tenen en consideració les variacions en la composició del material de la diana. La distància real de detecció s'ha de multiplicar pel citat factor per obtenir la distància nominal de detecció.

Freqüència de commutació

El número màxim de vegades per segon que el sensor pot canviar d'estat (activat a desactivat) generalment expressat en Hertz (Hz). D'acord amb DIN EN 50010.

Histèresi

Diferència entre els punts d'operació (connectat) i alliberament (desconnectat) quan l'objecte a detectar s'allunya de la cara del sensor i s'expressa com un percentatge de la distància de detecció. Sense una histèresi suficient, el sensor de proximitat es connecta i desconnecta contínuament.

Marge de detecció

La distància d'operació nominal.

3. ELS MICROCONTROLADORS

3.1 CONTROLADORS I MICROCONTROLADORS

Rep el nom de controlador el dispositiu que es fa servir per al govern d'un o varis processadors. Per exemple, el controlador que regula el funcionament d'un forn disposa d'un sensor que mesura constantment la temperatura interna i, quan traspasa els límits prefixats, genera els senyals adequats que accionen els efectors que procuren dur el valor de la temperatura dins del rang estipulat.

Tot i que el concepte de controlador ha continuat inalterable a través del temps, la seva implementació física ha variat freqüentment. Fa tres dècades, els controladors es construïen exclusivament amb components de lògica discreta; posteriorment es van emprar els microprocessadors, que s'envoltaven amb xips de memòria i E/S sobre una targeta de circuit imprès. En l'actualitat, tots els elements del controlador s'han pogut incloure en un xip, el qual rep el nom de microcontrolador.

En definitiva, un microcontrolador és un circuit integrat programable que conté tots els components d'un computador. S'empra per controlar el funcionament d'una feina determinada i, degut a la seva mida reduïda, sol anar incorporat en el propi dispositiu que governa. Aquesta última característica és la que li confereix la denominació de <<controlador incrustat>> (embedded controller).

El microcontrolador és un computador dedicat. En la seva memòria solament resideix un programa destinat a governar una aplicació determinada; les seves línies d'entrada/sortida suporten la connexió dels sensors i actuadors del dispositiu a controlar i tots els recursos complementaris disponibles tenen com a única finalitat atendre els seus requeriments. Una vegada programat i configurat el microcontrolador solament serveix per governar la tasca assignada.

3.2 APLICACIONS

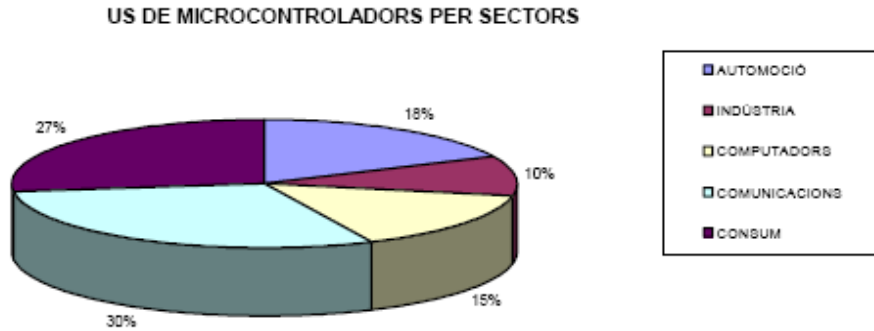
Els primers controladors incrustats van començar a fer-se servir en els anys 60, dins de la missió Apollo destinada a explorar la Lluna. Durant el recorregut de la nau al voltant de la Lluna, existien zones d'òrbites que quedaven incomunicades amb les computadores de la Terra, durant aquest temps eren els controladors incrustats els responsables del govern de la nau.

El nombre de productes que funcionen en base a un o varis microcontroladors augmenta de forma exponencial. No es aventurat pronosticar que durant aquest segle hi hauran pocs elements que no continguin microcontroladors.

La indústria informàtica acapara gran part dels microcontroladors que es fabriquen. Gairebé tots els perifèrics del computador, des del ratolí o el teclat, fins la impressora, son regulats pel programa d'un microcontrolador.

Els electrodomèstics de línia blanca (rentadores, forns, rentavaixelles, etc.) i de línia marró (televisors, vídeos, aparells musicals, etc.) incorporen nombrosos microcontroladors. Igualment, els sistemes de supervisió, vigilància i alarma en els edificis utilitzen aquests xips per optimitzar el rendiment dels ascensors, calefacció, aire condicionat, alarmes, etc.

Les comunicacions i els seus sistemes de transferència d'informació utilitzen profusament aquests petits computadores incorporant-los en els grans automatismes i en els telèfons mòbils.



La instrumentació i l'electromecànica son dos camps idonis per la implantació d'aquests circuits integrats. Finalment, una important indústria consumidora de microcontroladors és la de l'automoció, que els aplica en el control de la climatització, la seguretat i els frens ABS.

3.3 RECURSOS COMUNS

Un microcontrolador posseeix tots els components d'un computador, però amb unes característiques fixes que no poden alterar-se. Tots disposen dels blocs essencials: Processador, memòria de dades i d'instruccions, línies de E/S, oscil·lador de rellotge i mòduls controladors de perifèrics.

A continuació es resumiran breument les característiques més representatives de cadascun dels components del microcontrolador.

3.3.1 Arquitectura bàsica

La necessitat d'aconseguir elevats rendiments en el processament de les instruccions ha provocat l'ús generalitzat de processadors d'arquitectura **Harvard** davant els tradicionals que segueixen l'arquitectura de **von Newman** (Figura 5). Aquesta última es caracteritza perquè la CPU es connecta amb una memòria única, on coexistien dades e instruccions, a través d'un sistema de bussos.

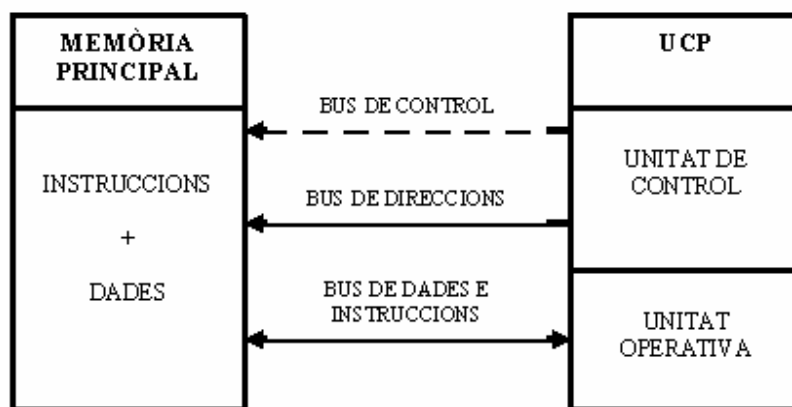


Figura 5. Arquitectura de von Newman

En l'arquitectura **Harvard** (Figura 6) són independents la memòria d'instruccions i la memòria de dades i

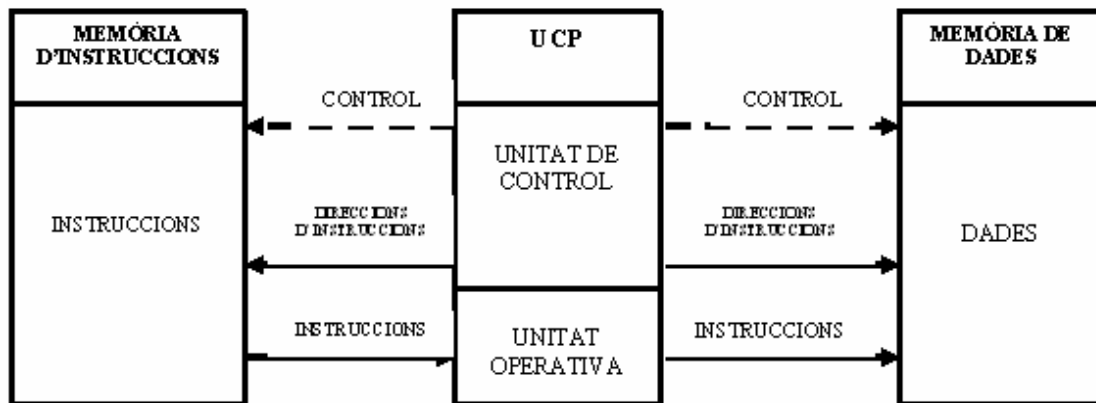


Figura 6. Arquitectura Harvard

cadascuna disposa del seu propi sistema de bussos per l'accés. Aquesta dualitat, a més de propiciar el paral·lisme, permet l'adequació de la mida de les paraules i dels bussos als requeriments específics de les instruccions i de les dades. També la capacitat de cada memòria és diferent.

3.3.2 El Processador

El processador és l'element més important del microcontrolador i determina les seves principals característiques, tant a nivell de hardware com de software.

S'encarrega de direccionar la memòria de les instruccions, rebre el codi OP de la instrucció en curs, la seva descodificació i l'execució de l'operació que implica la instrucció, així com la recerca dels operands i l'emmagatzematge del resultat.

En l'actualitat existeixen tres orientacions pel que fa a l'arquitectura i funcionalitat dels processadors actuals:

CISC

CISC (Computadores de Jocs d'Instruccions Complexos). Disposen de més de 80 instruccions màquina en el seu repertori, algunes de les quals són molt sofisticades i potents, per la qual cosa, requereixen molts cicles per la seva execució.

RISC

Tant la indústria dels computadors comercials com la dels microcontroladors s'estan decantant cap a la filosofia **RISC (Computadores de Jocs d'Instruccions Reduïts)**. En aquests processadors el repertori d'instruccions màquina és molt reduït i les instruccions són simples i, generalment s'executen en un cicle.

SISC

En els microcontroladors destinats a aplicacions molt concretes, el joc d'instruccions, a més de ser reduït, és "específic", es a dir, les instruccions s'adapten a les necessitats de l'aplicació prevista. Aquesta filosofia s'ha batejat amb el nom de **SISC (Computadores de Jocs d'Instruccions Específic)**.

3.3.3 Memòria de programa

El microcontrolador està dissenyat per que en la seva memòria de programa s'emmagatzemin totes les instruccions del programa de control. No hi ha possibilitat d'utilitzar memòries externes d'ampliació.

Com que el programa a executar és sempre el mateix, ha d'estar gravat de forma permanent. Els tipus de memòria adequats per poder suportar aquesta funció admeten cinc versions diferents:

1ª ROM amb màscara

En aquest tipus de memòria el programa s'enregistra en el xip durant el procés de fabricació mitjançant l'ús de <<màscares>>. Els alts costos de disseny e instrumental solament aconsellen fer servir aquest tipus de memòria quan es precisen sèries molt grans.

2ª. OTP

El microcontrolador conté una memòria no volàtil de només lectura "programable un sol cop" per l'usuari; **OTP (One Time Programmable)**. És l'usuari qui pot escriure el programa en el xip mitjançant un senzill gravador controlat per un programa des del PC.

La versió OTP és recomanable quan és molt curt el cicle de disseny del producte, en la construcció de dispositius i sèries molt petites.

3ª. EPROM

Els microcontroladors que disposen de memòria **EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory)** poden esborrar-se i gravar-se moltes vegades. L'enregistrament es realitza amb un gravador des d'un PC, i en el cas de voler esborrar el contingut, disposen d'una finestra de vidre en la seva superfície per la qual es sotmet a la EPROM a raigs ultraviolats durant uns minuts.

4ª. EEPROM

Es tracta de memòries de només lectura, programables i esborrables elèctricament **EEPROM (Electrical Erasable Programmable Read Only Memory)**. El programa i l'esborrat es realitzen elèctricament des del propi gravador i sota el control del PC.

Els microcontroladors dotats de memòria EEPROM, un cop instal·lats en el circuit, poden gravar-se i esborrar-se sense haver de ser retirats del circuit. Per això es fan servir "gravadors en circuit" que confereixen una gran flexibilitat i rapidesa a l'hora de realitzar modificacions en el programa de treball.

El nombre de vegades que poden gravar-se i esborrar-se es finit, per la qual cosa no és recomanable una re-programació contínua. Son molt idonis per l'ensenyament i l'enginyeria de disseny.

5ª. FLASH

Es tracta de memòria no volàtil, de baix consum, que es pot escriure i esborrar. Funciona com una ROM i una RAM per consumeix menys i és més petita.

A diferència de la ROM, la memòria FLASH és programable en el circuit. És més ràpida i de major densitat que la EEPROM.

L'alternativa FLASH està recomanada davant de la EEPROM quan es precisen grans quantitats de memòria de programa no volàtil. És més ràpida i tolera més cicles d'escriptura/esborrat.

3.3.4 Portes d'Entrada i Sortida

La principal utilitat de les portes que posseeix la càpsula que conté un microcontrolador, és suportar les línies de E/S que comuniquen al computador intern amb els principals perifèrics exteriors.

Segons els controladors de perifèrics que posseeix cada model de microcontrolador, les línies de E/S es destinen a proporcionar el suport a les senyals d'entrada, sortida i control.

3.3.5 Rellotge principal

Tots els microcontroladors disposen d'un circuit oscil·lador que genera una ona quadrada d'alta freqüència, que configura els impulsos de rellotge usats en la sincronització de totes les operacions del sistema.

Generalment, el circuit de rellotge està incorporat en el microprocessador i solament es requereixen uns pocs components exteriors per seleccionar i estabilitzar la freqüència de treball. Aquests components solen consistir en un cristall de quars juntament amb elements passius o bé un ressonador ceràmic o una xarxa R-C.

Augmentar la freqüència de rellotge suposa disminuir el temps en què s'executen les instruccions, per a la vegada s'augmenta el consum d'energia.

3.4 RECURSOS ESPECIALS

Cada fabricant escull entre les diferents versions d'una arquitectura bàsica, alguns amplien les capacitats de les memòries, d'altres incorporen nous recursos, i hi ha qui redueix les prestacions al mínim per aplicacions molt simples. Depèn del programador el trobar el model mínim que s'ajuste als seus requeriments i, així minimitzar el cost, el hardware i el software.

Els principals recursos específics que incorporen els microprocessadors son:

- Temporitzadors o "Timers".
- Gos guardià o "Watchdog".
- Protecció davant fallides de l'alimentació o "Brownout".
- Estat de repòs o de baix consum.
- Convertidors A/D.
- Convertidors D/A.
- Comparador analògic.
- Modulador d'amplada d'impulsos o PWM.
- Portes de E/S digitals.
- Portes de comunicació.

3.4.1 Temporitzadors o "Timers"

S'utilitzen per controlar períodes de temps (temporitzadors) i per portar el compte d'esdeveniments que succeeixin en l'exterior (comptadors).

Per a la mesura de temps es carrega un registre amb el valor adequat i a continuació aquest valor es va incrementant o decremant al ritme dels impulsos de rellotge o algun múltiple fins que es desborda i arriba a 0, moment en què es produeix un avis.

Quan es desitja comptar esdeveniments que es materialitzen per canvis de nivell o flancs en alguna de les potes del microprocessador, el registre es va incrementant o disminuint al ritme d'aquests impulsos.

3.4.2 Gos guardià o "Watchdog"

Quan el computador personal es penja per una errada de software o un altre cosa, es polsa un botó de *reset* i es reinicialitza el programa. Un microcontrolador funciona sense el control d'un supervisor i de forma continuada

les 24 hores. El gos guardià consisteix en un temporitzador que, quan es desborda i passa per 0, provoca un reset automàticament en el sistema.

S'ha de dissenyar el programa de treball que controla la feina de forma que refresque o torni a iniciar el Gos guardià avanç de provocar el reset. Si falla el programa o es bloqueja, no es refrescarà el Gos guardià i, al completar el temporitzador, provocarà el reset.

3.4.3 Protecció davant fallides de l'alimentació o "Brownout"

Es tracta d'un circuit que resetetja al microcontrolador quan el voltatge de l'alimentació (VPP) és inferior a un voltatge mínim o "brownout". Mentre el voltatge d'alimentació siga inferior al mínim, el dispositiu es manté resetetjat, començant a funcionar normalment quan es sobrepassa aquest valor.

3.4.4 Estat de repòs o de baix consum

Son abundants les situacions reals de treball en què el microcontrolador ha d'esperar, sense fer res, que es produïx algun esdeveniment extern que el posa novament en funcionament. Per estalviar energia (factor important sobretot en elements portàtils), els microcontroladors disposen d'una instrucció especial (SLEEP en els PIC) que els passa a l'estat de repòs o baix consum, en el qual els requeriments de potència son mínims. En aquest estat es deté el rellotge principal i es "congelen" els seus circuits associats, restant en repòs fins que una interrupció "desperta" al microcontrolador i el retorna al treball.

3.4.5 Convertidor A/D

Els microcontroladors que incorporen un convertidor A/D (Analògic/Digital) poden processar senyals analògics, tan abundants en les aplicacions. Solen disposar d'un multiplexor que permet aplicar a l'entrada del convertidor diverses senyals analògiques des de la pota del circuit integrat.

3.4.6 Convertidor D/A

Transforma les dades digitals obtingudes del processament del computador en el seu corresponent senyal analògic, que treu a l'exterior per una de les potes de la càpsula. Existeixen molts efectors que treballen amb senyals analògics.

3.4.7 Comparador analògic

Alguns models de microcontroladors disposen internament d'un Amplificador Operacional que actua com a comparador entre una senyal fixa de referència i un altre de variable que s'aplica per una de les potes de la càpsula. La sortida del comparador proporciona un nivell lògic 1 o 0 segons un senyal siga major o menor que l'altre.

També hi han models de microcontroladors amb un mòdul de tensió de referència que proporciona diverses tensions de referències que es poden aplicar en els comparadors.

3.4.8 Modulador d'amplada d'impulsos o PWM

Son circuits que proporcionen en la seva sortida impulsos d'amplada variable, que s'ofereixen a l'exterior a través de les potes de l'encapsulat.

3.4.9 Portes de E/S digitals

Tots els microcontroladors destinen algunes de les seves potes a suportar línies de E/S digitals. Generalment, aquestes línies s'agrupen de vuit en vuit formant Portes.

Les línies digitals de les Portes poden configurar-se com Entrada o com Sortida carregat un 1 o un 0 en el bit corresponent en un registre destinat a la seva configuració.

3.4.10 Portes de comunicació

Amb l'objectiu de dotar als microcontroladors de la possibilitat de comunicar-se amb altres dispositius externs, altres bussos de microprocessadors, bussos de sistema, bussos de xarxa i poder adaptar-los amb d'altres elements sota unes normes i protocols, alguns models disposen de recursos que els hi ho permeten entre els que destaquen:

- UART, adaptador de comunicació sèrie asíncrona.
- USART, adaptador de comunicació sèrie síncrona i asíncrona.
- Porta paral·lela esclava per poder connectar-se amb els bussos d'altres microcontroladors.
- USB (Universal Serial Bus), que és un bus sèrie per als PC.
- SSP (Porta Sèrie Síncrona) suporta un interfase sèrie síncron ja siga mitjançant el mòdul SPI o el mòdul I2C.
- CAN (Controller Area Network), permet l'adaptació amb xarxes de connexionat multiplexat.

4. MICROCONTROLADORS DE 8 BITS: ELS <<PIC>>

4.1 L' ELECCIÓ

Per a la realització d'aquest Projecte Final de Carrera, s'ha escollit fer servir, entre tots els microcontroladors existents en el mercat, la família dels PIC, bàsicament per la seva senzillesa a l'hora de fer-los servir, ja que tenen una bona velocitat, un baix consum unit a un ampli rang de voltatges, el seu cost és inferior al d'altres fabricants i existeixen una ampla gamma, la qual cosa ens permet escollir el més idoni en funció a les nostres necessitats de memòria i prestacions. D'altra banda, el software necessari per programar-los no només és fàcil de fer servir sinó que a més és de lliure distribució i finalment que ens permet programar-los moltes vegades.

4.2 HISTÒRIA DELS PIC

En 1965, l'empresa **GI** va crear una divisió de microelectrònica **GI Microelectronics Division** que va començar fabricant memòries EPROM i EEPROM. A principis dels anys 70 va dissenyar el microprocessador de 16 bits CP1600, que tot i ser bo en general no controlava eficaçment les Entrades i Sortides. Per resoldre aquest problema, el 1975 va dissenyar un xip destinat a controlar E/S: el **PIC (Periheral Interface Controller)**. Es tractava d'un controlador ràpid però limitat i amb poques instruccions ja que estava destinat a treballar conjuntament amb el CP1600.

L'arquitectura del PIC inicials era substancialment la mateixa que la dels actuals models PIC16C5X. En aquell moment es fabricava amb tecnologia NMOS i el producte només s'oferia amb memòria ROM i amb un petit però robust microcodi.

La dècada dels 80 no va ser bona per la companyia que finalment el 1985 va ser venuda i rebatejada amb l'actual nom d'**Arizona Microchip Technology** i va orientar el seu negoci als PIC, les memòries EPROM paral·lel i les EEPROM sèrie. Es va començar per redissenyar els PIC, que van passar de fabricar-se amb la tecnologia CMOS, sorgint la família de gamma baixa PIC16C5X, considerats com els "clàssics" dels PIC.

Una de les raons de l'èxit dels PIC es basa en la seva utilització. Quan s'aprèn a fer servir un d'ells, coneixent la seva arquitectura i el seu repertori d'instruccions, és fàcil d'emprar un altre model.

4.3 CARACTERÍSTIQUES RELEVANTS

1ª. L'arquitectura del processador segueix el model Harvard.

En aquesta arquitectura, la UCP (unitat central de procés) es connecta de forma independent i amb bussos diferents amb la memòria d'instruccions i amb la de dades.

L'arquitectura Harvard permet a la UCP accedir simultàniament a les dues memòries. A més, propicia nombroses avantatges al funcionament del sistema (Figura 6).

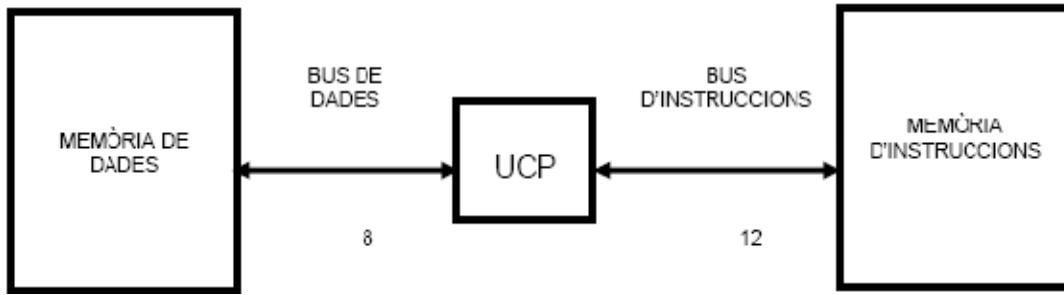


Figura 7. Connexió UCP amb memòria en PIC

2ª. S'aplica la tècnica de segmentació (“pipe-line”) en l’execució de les instruccions.

La segmentació (Figura 7b) permet al processador realitzar al mateix temps l’execució d’una instrucció i la recerca del codi de la següent. D’aquesta manera es pot executar cada instrucció en un cicle.

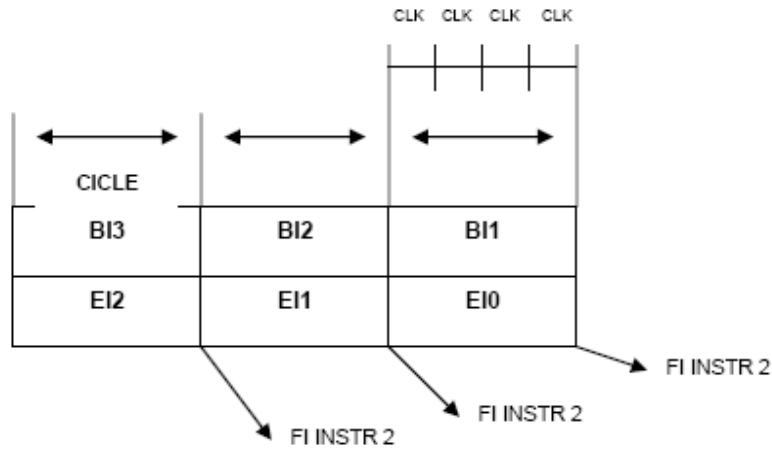


Figura 7b. Procés d'execució d'instruccions en UCP

Les instruccions de salt ocupen dos cicles ja que no es coneix la direcció de la següent instrucció fins que no s’ha completat la de bifurcació.

3ª. El format de totes les instruccions te la mateixa longitud.

Totes les instruccions dels microcontroladors de la gamma baixa tenen una longitud de 12 bits. Les de la gamma mitjana tenen 14 bits i més les de la gamma alta. Aquesta característica és molt avantatjosa en l’optimització de la memòria d’instruccions i facilita enormement la construcció d’ensambladors i compiladors.

4ª. Processador RISC.

Els models de la gamma baixa disposen d’un repertori de 33 instruccions, 35 els de gamma mitjana i gairebé 60 els de l’alta.

5ª. Totes les instruccions son ortogonals.

Qualsevol instrucció pot fer servir qualsevol element de l’arquitectura com a font o com a destí.

6ª. Arquitectura basada en un “banc de registres”.

Això significa que tots els objectes del sistema (portes de E/S, temporitzadors, posicions de memòria, etc.) estan implementades físicament com a registres.

7ª. Diversitat de models de microcontroladors amb prestacions i recursos diferents.

La gran varietat de models de microcontroladors PIC permet que l'usuari pugui seleccionar el més convenient per al seu projecte.

8ª. Eines de suport potents i econòmiques.

Tant l'empresa Microchip com d'altres que fan servir els PIC posen a disposició dels usuaris nombroses eines per desenvolupar hardware i software. Son molt abundants els programadors, els simuladors software, els emuladors en temps real, Ensambladors, Compiladors C, Intèrprets i Compiladors BASIC, etc.

4.4 LA FAMÍLIA DELS PIC

Per resoldre aplicacions senzilles es precisen pocs recursos; en canvi, les aplicacions grans requereixen de nombrosos i potents. Per aquest motiu Microchip agrupa els seus microcontroladors en tres gammes depenent de les seves capacitats.

Entre els fabricants hi han dues tendències per resoldre les necessitats dels usuaris:

1ª. microcontroladors d'arquitectura tancada.

Cada model es construeix amb una determinada UCP, certa capacitat de memòria de dades, cert tipus i capacitat de memòria d'instruccions, un nombre de E/S i un conjunt de recursos auxiliars molt concrets. El model no admet variacions ni ampliacions. L'aplicació a la qual es destina ha de trobar en la seva estructura tot el que necessita o buscar un altre microcontrolador.

2ª. Microcontroladors d'arquitectura oberta.

Aquests microcontroladors es caracteritzen perquè, a més de disposar d'una estructura interna determinada, poden fer servir les seves línies de E/S per treure a l'exterior els bussos de dades, direccions i control, amb la qual cosa es possibilita l'ampliació de la memòria i de les E/S amb circuits integrats externs.

4.4.1 Gamma baixa

En aquests PIC la memòria de programa pot contenir 512, 1 k i 2 k de paraules de 12 bits, i ser de tipus ROM o EPROM. També hi han models amb memòria OTP, que només poden ser gravats un sol cop. La memòria de dades sol tenir una capacitat compresa entre 25 i 73 bytes. Només disposen d'un temporitzador (TMR0), un repertori de 33 instruccions i un nombre de pines per suportar les E/S compreses entre 12 i 20. El seu voltatge d'alimentació admet un rang molt flexible comprès entre 2 i 6,25 V, la qual cosa permet el seu funcionament mitjançant la utilització de piles considerant el seu baix consum (menys de 2 mA a 5 V i 4 MHz).

4.4.2 Gamma mitjana

En aquesta gamma els seus components afegeixen noves prestacions a les que ja posseïen els de la gamma baixa, fent-los més adequats a les aplicacions complexes. Admeten interrupcions, posseeixen comparadors de magnituds analògiques, convertidors A/D, portes sèrie i diversos temporitzadors, el seu repertori d'instruccions és de 35 de 14 bits cadascuna i compatible amb el de la gamma baixa.

Hi han models d'aquesta gamma que disposen d'una memòria d'instruccions tipus EEPROM o FLASH, que, el

ser esborrables elèctricament, som molt més fàcils de reprogramar que les EPROM.

4.4.3 Gamma alta

En aquesta gamma s'arriben a les 58 instruccions de 16 bits en el repertori i els seus models disposen d'un sistema de gestió d'interrupcions vectoritzades molt potent. També inclouen diversos controladors de perifèrics, portes de comunicació sèrie i paral·lel amb elements externs i un multiplicadors de hardware de gran velocitat.

La característica més rellevant dels components d'aquesta gamma és que, a diferència dels de gamma baixa o mitjana, disposen d'una arquitectura oberta que possibilita l'ampliació amb elements externs.

4.5 EL PIC 16F87x

Sota la denominació de PIC16F87x es fa referència a una subfamília de microcontroladors PIC de gamma mitjana, que s'identifica per tenir una memòria de programa tipus FLASH i una sèrie de recursos semblants als models més potents, com per exemple els PIC16C73/4.

Aquesta subfamília es presenta en encapsulats amb 28 potes o amb 40 potes, sent la principal diferència el nombre de línies de E/S disponibles (3 portes amb 22 línies de sortida pels de 28 potes i 5 portes i 33 línies en el cas dels de 40 potes).

Els principals recursos dels PIC16F87x son:

Recursos fonamentals:

- Processador d'arquitectura RISC avançada.
- Joc de 35 instruccions amb 14 bits de longitud.
- Freqüència de 20 MHz.
- Fins a 8 K paraules de 14 bits per a la Memòria de Codi.
- Fins a 368 bytes de Memòria de Dades RAM.
- Fins a 256 bytes de Memòria de Dades EEPROM.
- Fins a 14 fonts d'interrupció internes i externes.
- Pila amb 8 nivells.
- Modes de direccionament directe, indirecte i relatiu.
- Gos guardià (WDT).
- Codi de protecció programable.
- Mode SLEEP de baix consum.
- Programació sèrie en circuit amb dues potes.
- Voltatge d'alimentació comprès entre 2 i 5.5 V.
- Baix consum (menys de 2 mA a 5 V i 5 MHz).

Dispositius perifèrics

- Timer0: temporitzador-comptador de 8 bits amb predivisor de 8 bits.
- Timer1: temporitzador-comptador de 16 bits amb predivisor.
- Timer2: temporitzador-comptador de 8 bits amb predivisor i postdivisor.
- Dos mòduls e Captura-Comparació-PWM.
- convertidor A/D de 10 bits.
- Port Sèrie Síncron (SSP) amb SPI e I2C.
- USART.
- Porta Paral·lela Esclava (PSP), Només en els encapsulats de 40 potes.

4.5.1 Processador RISC amb arquitectura Harvard

Com ja s'ha comentat anteriorment, l'arquitectura aplicada per Microchip en els PIC permet la independència entre la memòria de codi i la de dades. Així, tant la capacitat com la mida dels bussos de cada memòria s'adapten estrictament a les necessitats de disseny. La filosofia RISC es fa patent en el reduït nombre d'instruccions que formen el seu repertori.

En la Figura 8 es mostra una primera aproximació a l'arquitectura interna dels PIC16F87x. Com es pot observar la memòria de codi està direccionada pel PC (Comptador de Programa) en connexió amb la Pila de 8 nivells. La memòria de dades RAM conté el Banc de Registres Específics i el Banc de Registres de Propòsit General i transfereix informació bidireccional pel bus de dades de 8 línies que interconnecta tots els elements. Finalment, el Camí de Dades està format per una ALU (unitat aritmètica lògica) de 8 bits que treballa conjuntament amb el Registre de Treball W.

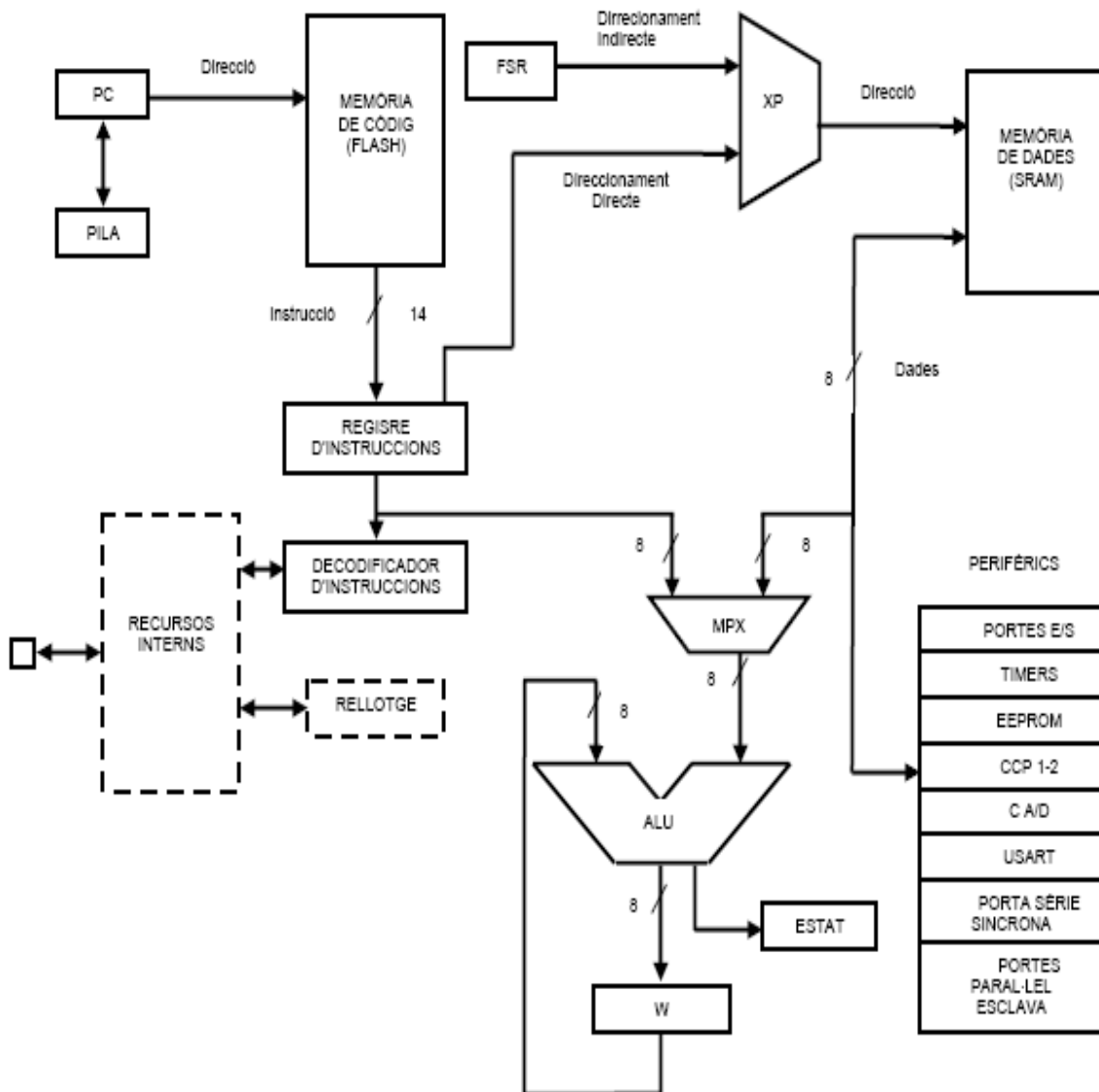


Figura 8. Arquitectura interna dels PIC16F87x

4.5.2 Organització de la memòria de programa

La memòria FLASH, en la qual es grava el programa d'aplicacions dels PIC16F87x, pot tenir una capacitat de 4 K o 8 K paraules de 14 bits cadascuna. Aquesta memòria està dividida en pàgines de 2 K paraules i està direccionada pel PC, que té una mida de 13 bits. La Pila, que conté 8 nivells de profunditat, és transparent per l'usuari, és a dir, funciona automàticament i no disposa d'instruccions per a guardar o treure informació d'ella.

Al posseir la Pila només 8 nivells li correspon al programador preocupar-se dels amidaments en les subrutines per a no sobrepassar aquest valor. El vector de Reset ocupa la direcció 0000h i el vector d'interrupcions la 0004h (Figura 9).

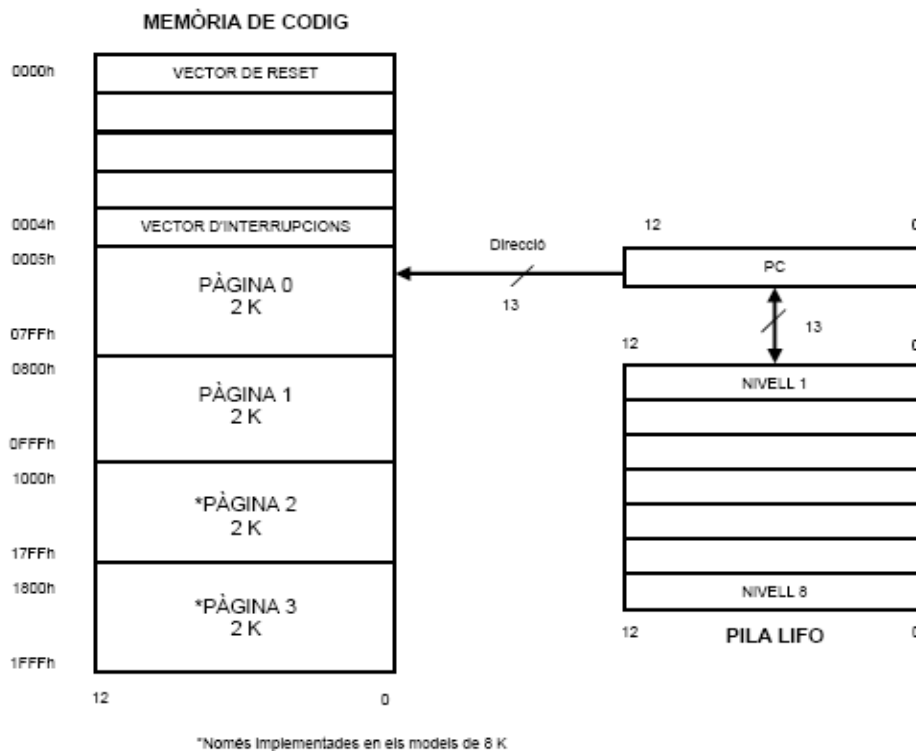


Figura 9. Memòria flash dels PIC16F87x

4.5.3 Organització de la memòria de dades RAM

La memòria de dades té posicions implementades en RAM i d'altres en EEPROM. En la secció RAM, s'allotgen els registres operatius fonamentals en el funcionament del processador i en la utilització de tots els seus perifèrics, a més de registres que el programador pot fer servir per informació de treball pròpia de l'aplicació.

La RAM estàtica consta de 4 bancs amb 128 bytes cadascun. En les posicions inicials de cada banc s'ubiquen els Registres Específics que governen al processador i els seus recursos.

Per seleccionar el banc al que es desitja accedir en la RAM es fan servir els bits 6 i 5 del Registre d'Estat, denominats RP1 i RP0 respectivament, segons el codi següent:

BANC	RP1	RP0
0	0	0
1	0	1
2	1	0
3	1	1

Figura 10. Bancs de la memòria RAM

Per manipular adequadament els elements interns dels PIC s'ha de conèixer la missió dels bits dels Registres Específics.

Control de la memòria de dades:

Per seleccionar la memòria RAM de dades, estructurada en 4 bans de 128 bytes cadascuna, existeixen dos modes diferents:

Direccionament directe: els bits RP1 i RP0 del Registre d'Estat, s'encarreguen de seleccionar el banc, mentre que la direcció dins del banc la determinen 7 bits procedents del codi OP de la instrucció.

Direccionament indirecte: es fa servir el registre FSR, en el qual els seus 7 bits de menor pes senyalen la direcció, i el banc el determina el bit de major pes de FSR, concatenat amb el bit IRP del registre d'estat (Figura 11).

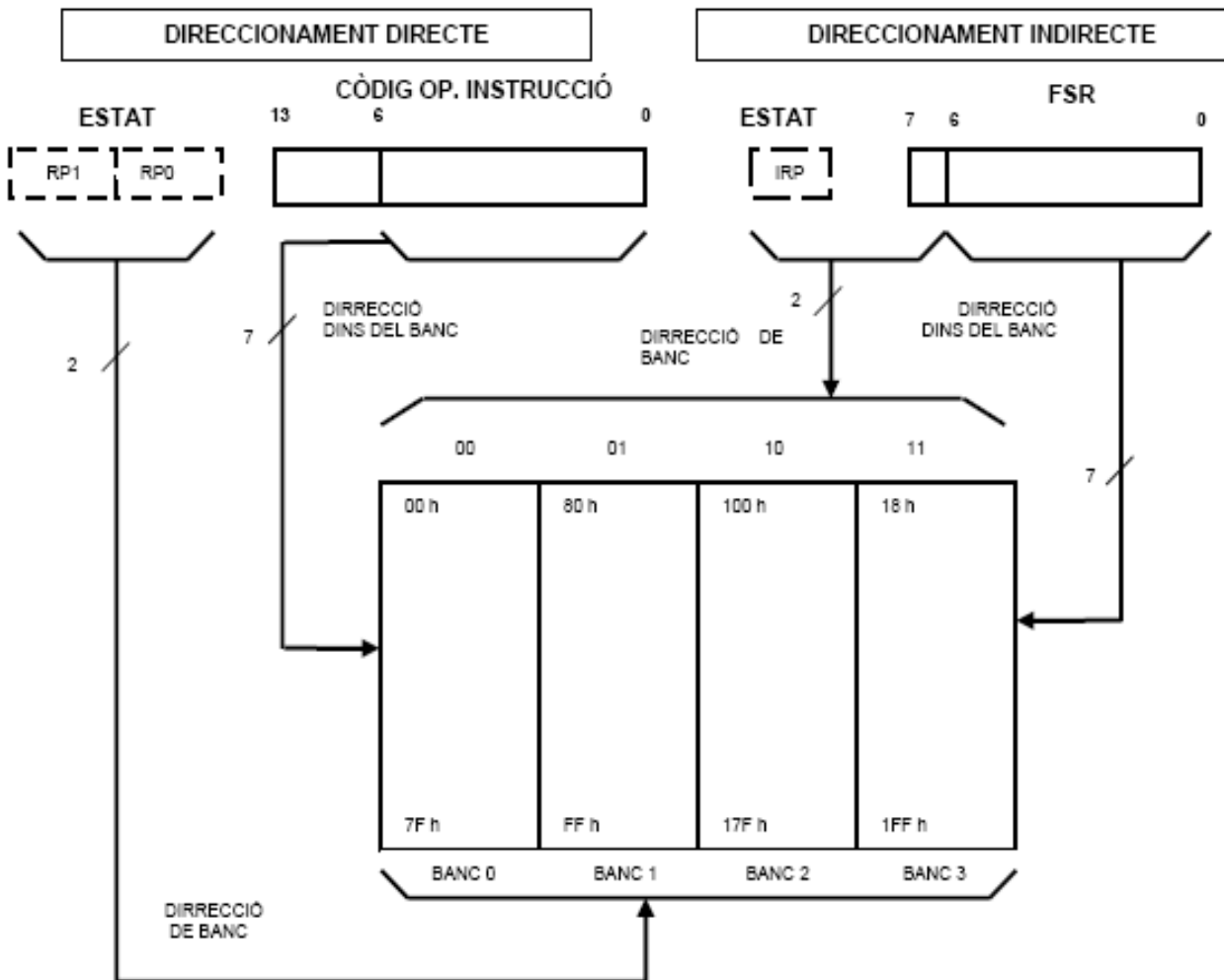


Figura 11. Tipus de direccionament a memòria de dades

4.5.4 Diagrama de connexions

A continuació es mostra el diagrama de distribució i assignació típic dels PIC16F877 utilitzat en aquest projecte.

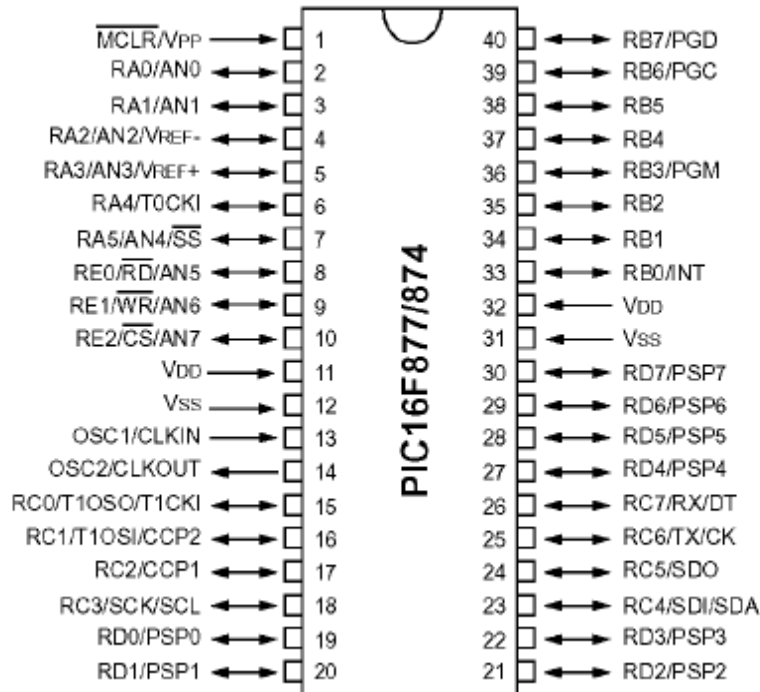


Figura 12. Patillatge del PIC16F877

4.5.5 Característiques del la família dels PIC16F87x

Característiques	16F873	16F874	16F876	16F877
Freqüència Màxima	DC-20Mhz	DX-20Mhz	DX-20Mhz	DX-20Mhz
Memòria de programa FLASH Paraules de 14 bits	4KB	4KB	8KB	8KB
Posicions RAM de dades	192	192	368	368
Posicions EEPROM de dades	128	128	256	256
Ports E/S	A, B y C	A, B, C y D	A, B y C	A, B, C y D
Nº de Pins	28	40	28	40
Interrupcions	13	14	13	14
Timers	3	3	3	3
Mòduls CCP	2	2	2	2
Comunicacions Sèrie	MSSP, USART	MSSP,USART	MSSP,USART	MSSP, USART
Comunicació Paral·lel	-	PSP	-	PSP
Línies d'entrada en Convertidor A/D de 10 bits	5	8	5	8
Joc d'Instruccions	35 instruccions	35 instruccions	35 instruccions	35 instruccions
Longitud de la instrucció	14 bits	14 bits	14 bits	14 bits

5. CONNEXIÓ ENTRE SENSOR I MICROCONTROLADOR

5.1 INTRODUCCIÓ

En un sistema de mesura clàssic, la connexió entre sensor i microcontrolador es realitza mitjançant un circuit d'acondicionament de senyal i un convertidor analògic-digital.

El sensor transforma la informació a mesurar en senyal elèctric. Aquesta senyal es amplificada, filtrada, linealitzada i demodulada mitjançant el circuit d'acondicionament de senyal. Després, la senyal analògica acondicionada es digitalitza amb un convertidor analògic-digital. Finalment, un microcontrolador adquireix, guarda, processa, controla, o transmet a altres dispositius o visualitza el valor digital.

5.2 CIRCUITS D'ACONDICIONAMENT PER A SENSORS

El circuit d'acondicionament d'un sensor de reactància variable (inductiva o capacitiva) ha de ser alimentat amb una tensió o una corrent alterna. En aquest circuit ha d'existir un mitjà per a detectar les variacions d'amplitud, en el senyal de sortida del circuit de polarització del sensor, conseqüència de les variacions de la magnitud a mesurar. Finalment, el desitjable és obtenir una tensió proporcional a les variacions de la magnitud a mesurar.

En el procés de disseny cal minimitzar l'efecte dels camps electromagnètics espuris i capacitats paràsites que introduïxen el propi circuit d'acondicionament i els cables de connexió. Per aquestes raons, el disseny dels circuits d'acondicionament per a aquest tipus de sensors no és una tasca simple, en moltes ocasions de difícil resolució utilitzant components discrets. De fet, la majoria dels sensors de reactància variable són acondicionats pel mateix fabricant del sensor, estant disponible, comercialment, el sensor i el seu circuit d'alimentació i d'acondicionament en un mateix encapsulat, o en encapsulats diferents però directament connectables.

En aquest capítol exposarem alguns principis generals d'acondicionament aplicables a sensors capacitius, fins a arribar al sistema que usarem en el nostre projecte, la interfície directa entre un sensor i un microcontrolador, sense usar un circuit d'acondicionament.

5.2.1 Ponts d'alterna

Per a l'acondicionament de sensors capacitius, la solució clàssica és emprar una configuració de mesura en pont alimentat en alterna. De manera que la tensió de sortida V_s té la mateixa freqüència que la tensió d'alimentació i la seva amplitud està modulada per la magnitud a mesurar.

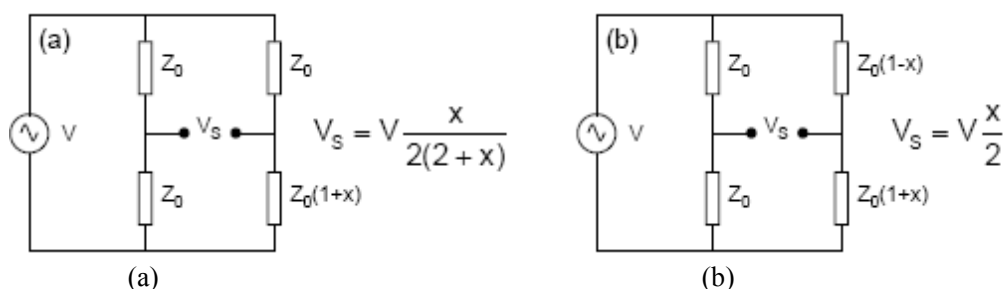


Figura 13. Circuit d'acondicionament pont d'alterna

En el pont (a) la sortida varia de forma no lineal amb x . Però si es tracta d'un sensor diferencial i es posen les seves dues impedàncies en braços adjacents (pont (b)), llavors hi ha proporcionalitat entre V_s i x . A més, com ja és sabut, les interferències tèrmiques i d'altres tipus, que afecten per igual en els dos braços, s'anul·len. Aquesta és una de les raons que els ponts d'alterna siguin el mètode de mesura habitual per a sensors diferencials.

En el cas de sensors capacitius (diferencials o simples) la seva capacitat és molt petita (de l'ordre de pF), si s'empra un pont amb un divisor fix resistiu els errors deguts a les capacitats paràsites a terra són molt importants. Els efectes d'aquestes es reduïxen molt emprant un pont amb el divisor fix inductiu amb la presa intermèdia connectada a massa. Normalment s'implementa amb un transformador, segons es mostra en la figura 14, i es denomina pont de Blumlein. A causa de la baixa impedància de sortida del secundari del transformador, les capacitats paràsites C_P no desequilibren el pont.

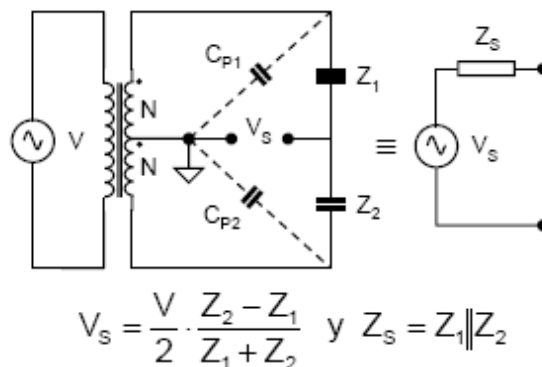


Figura 14. Circuit d'acondicionament pont de Blumlein

Cal tenir en compte que per a freqüències majors de 100kHz les característiques del transformador es degraden ràpidament. Si les variacions d'impedància són lineals, per exemple amb un sensor capacitiu diferencial basat en el canvi de la distància entre plaques, $Z_1=Z_0(1-x)$ i $Z_2=Z_0(1+x)$, mesurant la sortida amb un detector d'alta impedància d'entrada, l'expressió d'aquesta serà:

$$V_s = V \frac{x}{2}$$

Si, per contra, es tracta d'un sensor capacitiu diferencial basat en la variació de l'àrea de les plaques, $Z_1=Z_0/(1-x)$ i $Z_2=Z_0/(1+x)$, llavors és millor emprar un detector de corrent amb baixa impedància d'entrada perquè així es té:

$$I_s = - \frac{V}{Z_0} x$$

5.2.2 Linealització analògica de ponts capacitius

El creixent interès pels sensors capacitius ha motivat el desenvolupament de circuits d'acondicionament que presenten els avantatges dels ponts però sense els inconvenients de la no linealitat d'alguns d'ells i, a més, que siguin més simples que els ponts amb transformador. Aquests circuits es coneixen genèricament amb el nom de pseudoponts.

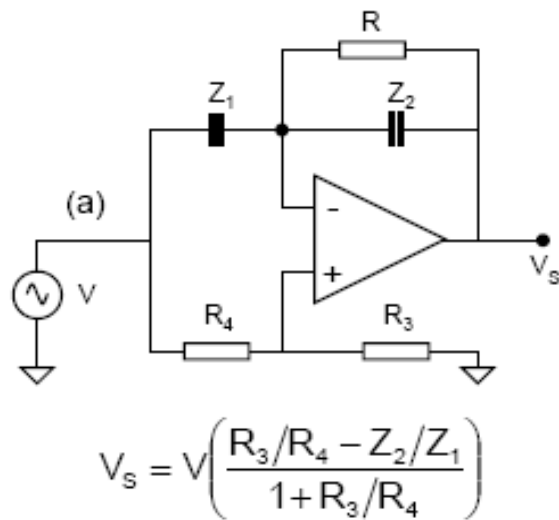


Figura 15. Circuit d'acondicionament pseudoponts (a)

Si el sensor consisteix en un condensador simple, amb el circuit de la figura 15 s'obté una sortida lineal qualsevol que siga el paràmetre que produeix la variació de capacitat del condensador.

Si la magnitud a mesurar produeix un canvi en la distància entre plaques, el sensor ha de col·locar-se en el lloc de Z2. Si és la permitivitat o l'àrea la qual canvia, ha de col·locar-se en Z1. Amb la finalitat de polaritzar adequadament l'amplificador operacional, cal posar una resistència en paral·lel amb Z2. El valor d'aquesta resistència no és crític; ha de ser suficientment alta per a poder considerar-la infinita a l'obtenir l'expressió de sortida (Vs) i ha de permetre la polarització en contínua de l'operacional. En la pràctica, la seva impedància ha de ser de l'ordre de 100 vegades Z2 .

La solució que es mostra en la figura 16 és millor. En aquest cas la sortida és diferencial. Z1 i Z4 poden constituir un condensador diferencial amb un terminal posat a massa. Si el paràmetre variable és el dielèctric o l'àrea, llavors la tensió de sortida és proporcional a la magnitud a mesurar. Si el paràmetre variable és la distància entre plaques, el sensor ha de col·locar-se en Z2 o en Z3 i no pot ser diferencial. Les necessàries resistències de polarització dels operacionals no influïxen en la sortida si estan apareiades.

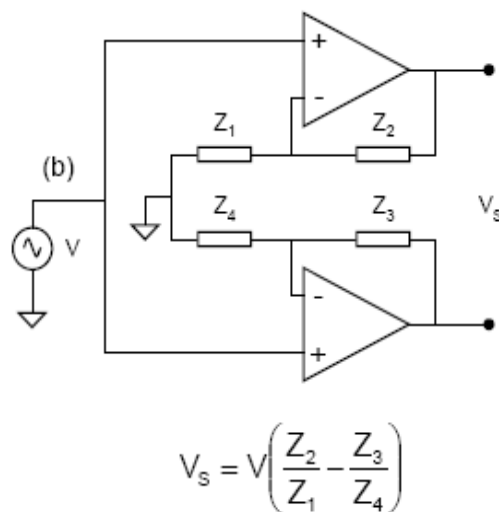


Figura 16. Circuit d'acondicionament pseudoponts (b)

5.2.3 Amplificadors d'alterna

Els amplificadors operacionals de baix cost, disponibles actualment, permeten amplificar senyals de fins a 10MHz amb guanys de fins a 10, en una sola etapa. Característiques més que suficients per a la majoria dels ponts d'alterna.

Atès que en els ponts de Blumlein la sortida V_s està referenciada a massa (no és diferencial), no es requereix un amplificador diferencial, com en els ponts de contínua. Es poden utilitzar amplificadors com els quals es mostren en la figura 17.

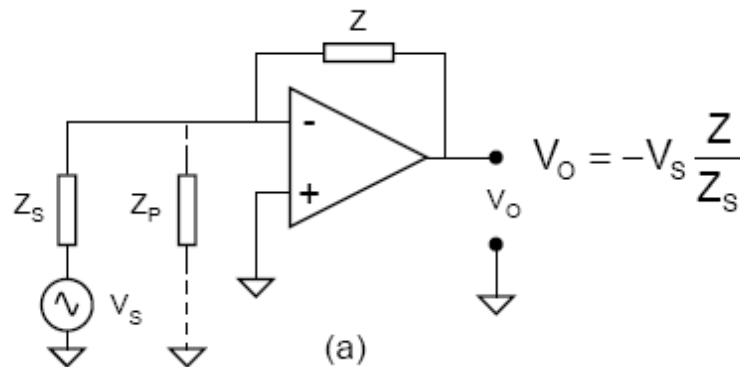


Figura 17. Circuit d'acondicionament ponts d'alterna (a)

Considerant el pont representat pel seu equivalent de Thevenin (V_s , Z_s), si s'empra com detector un amplificador en configuració inversora (figura 17), la sortida és independent de les impedàncies paràsites (Z_p) que puguen aparèixer en paral·lel amb els terminals de sortida del pont. Per altra banda, la tensió amplificada és funció de V_s i de Z_s i això pot donar lloc a una dependència no lineal tot i que V_s siga lineal.

La configuració no inversora (figura 18), presenta les característiques contràries, doncs la impedància paràsita Z_p influïx en el senyal amplificat. No obstant això, si $Z_p \gg Z_s$ es veu fàcilment en l'expressió de V_o que desapareix aquesta dependència i, per tant, si V_s és lineal amb x també ho serà V_o .

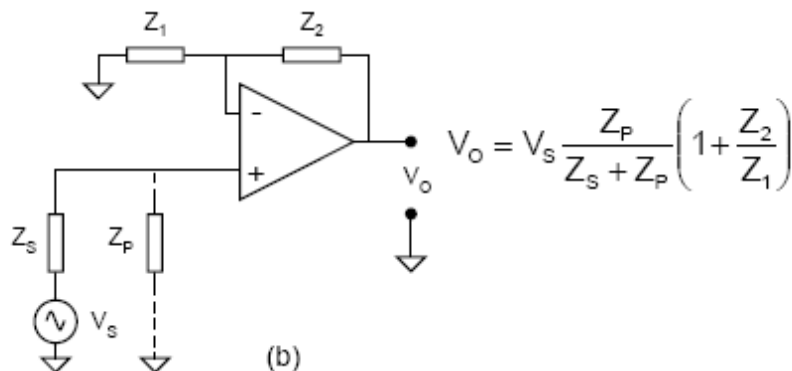


Figura 18. Circuit d'acondicionament ponts d'alterna (b)

Les impedàncies Z , Z_1 i Z_2 es trien de manera que l'amplificador rebutge les freqüències no desitjades. En concret, Z i Z_2 estan constituïdes per un condensador en paral·lel amb una resistència per a rebutjar el soroll d'alta freqüència, i Z_1 seria una resistència en sèrie amb un condensador per a rebutjar la component contínua.

Treballar en alterna obliga a esmentar algunes qüestions que limiten seriosament les prestacions dels amplificadors operacionals:

- La impedància d'entrada és molt menor que en contínua. Això es deu a la capacitat de les entrades de l'operacional que presenten valors per sobre de 3pF, el que suposa que, per exemple, a 1MHz presenta

una impedància d'entrada d'uns $50k\Omega$. Si a més s'afegixen altres capacitats paràsites per cables de connexió o sòcols, aquest valor pot ser menor.

- L'ample de banda es redueix com a conseqüència de les capacitats paràsites dels components passius, especialment resistències. Si cal utilitzar resistències d'alt valor s'han d'obtenir per associació sèrie, amb la finalitat de reduir la capacitat paràsita associada.
- Al treballar a freqüències altes, convé desacoblar les alimentacions posant un condensador entre cada patilla d'alimentació i massa segons es mostra en la figura 19. L'objectiu del desacoblament és reduir l'amplitud dels transitoris en els terminals d'alimentació de l'AO (amplificador operacional), formant un divisor de tensió entre la impedància de les línies d'alimentació i el condensador afegit. Normalment es posen condensadors de tàntal d'uns $10\mu F$, no obstant això, els fabricants solen donar indicacions precises referent a això.

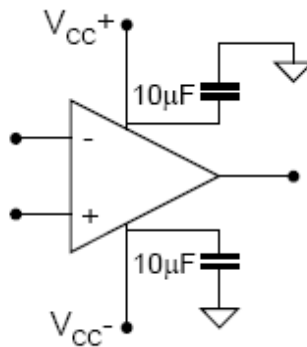


Figura 19. Desacoblament amplificador operacional

Els amplificadors operacionals tenen una capacitat de rebot d'aquestes fluctuacions (PSRR: Power Supply Rejection Ràtio) que disminueix a l'augmentar la freqüència. Pot passar de 100dB en contínua a uns 30dB a 1MHz. Fins i tot, a altes freqüències, el PSRR arriba a ser negatiu, el que implica que les interferències d'alta freqüència en l'alimentació passen a la sortida amplificades. En alguns casos les fluctuacions en l'alimentació poden produir realimentacions internes que fan oscil·lar a l'amplificador.

5.2.4 Blindatges electrostàtics. Guardes actives

La impedància dels sensors capacitius és tan alta que en l'anàlisi dels circuits no es pot prescindir normalment de les capacitats paràsites que apareixen entre el sensor i els elements que ho envolten. A més, al dependre aquestes capacitats de la posició relativa del sensor respecte a l'entorn (cables circumdants, línies de massa, etc.) s'introdueix un factor d'error important.

Un blindatge (o apantallament) elèctric, consisteix en una superfície conductora, connectada a una tensió determinada, que tanca a l'element d'interès. L'objectiu a l'apantallar un sensor capacitatiu és mantenir constant la capacitat de l'element, amb independència de les variacions de l'entorn.

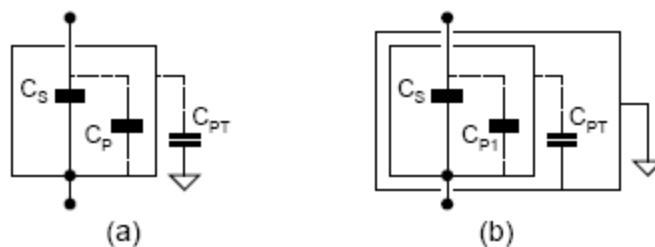


Figura 20. Blindatge elèctric d'un sensor capacitatiu

En la figura 20(a) es mostra un blindatge simple. La pantalla afegix una capacitat C_P a C_S , a més, la capacitat C_{PT} entre la pantalla i terra (dependent de l'entorn) interfereix també amb el sensor. S'usa aquest apantallament simple quan és possible connectar a terra un terminal del sensor amb el que s'anul·la C_{PT} . El blindatge doble de la figura 20(b) elimina la dependència de C_{PT} amb l'entorn.

Amb l'apantallament s'assoleix que la capacitat paràsita siga fixa encara que d'un valor major. És preferible que la capacitat paràsita siga més gran però fixa, encara que això implique una disminució de sensibilitat del sensor, que siga menor però dependent de l'entorn amb la incertesa que això introdueix en la mesura.

En la figura 21 es mostra la connexió entre el sensor i l'amplificador amb cable apantallat (coaxial) en el qual la pantalla s'ha posat a terra, amb el que s'afegix una nova capacitat paràsita fixa al sensor que és major com més llarg siga el cable, això pot reduir molt la seva sensibilitat.

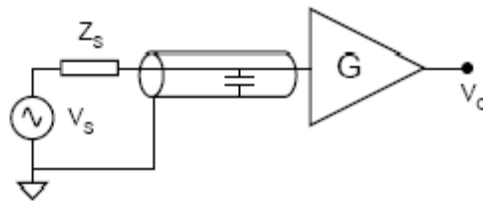


Figura 21. Blindatge elèctric d'un sensor capacitatiu

Per a assolir una reducció de la capacitat paràsita no cal connectar el blindatge a terra, sinó a un potencial pròxim al dels conductors de l'interior. Aquesta tècnica es denomina guarda activa i requereix l'ocupació d'un circuit seguidor previ o inclòs en l'amplificador d'alterna, segons es mostra en la figura.

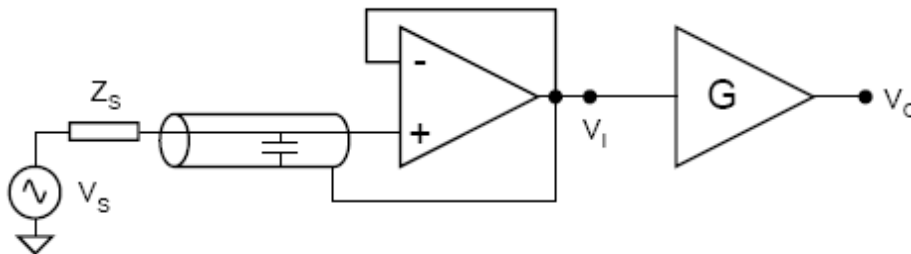


Figura 22. Blindatge elèctric guarda activa

El circuit pot estudiar-se analitzant el model proposat en la figura 23. Es pot obtenir la següent equació,

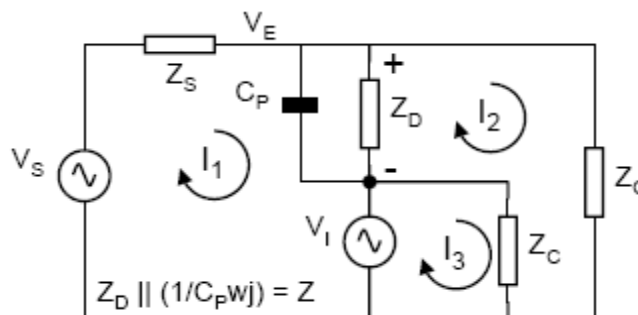


Figura 23. Circuit elèctric de la figura 22

$$\frac{V_E}{I_1} = (A+1)Z \parallel Z_C$$

És a dir, la impedància de la capacitat paràsita i la impedància d'entrada diferencial queden multiplicades per $A+1$. Per tant, la capacitat paràsita que introdueix el cable queda reduïda en un factor pràcticament igual al guany en llaç obert de l'amplificador operacional, que decreix des de valors superiors a 106 en contínua fins a un valor entre 1 i 10 a la freqüència d'1 MHz. Com més gran siga A , a les freqüències d'interès, tant major serà la reducció de la capacitat paràsita.

5.2.5 Convertidors de senyal alterna-contínua

Detecció envoltent

En general, per a un sensor capacitiu, a la sortida de l'amplificador es tindrà un senyal alterna de la mateixa freqüència que la d'excitació modulada per la magnitud a mesurar (x). La informació sobre x es troba en l'amplitud del senyal modulat. Caldrà, per tant, extreure l'envoltent d'aquest senyal.

En aquelles aplicacions on la magnitud a mesurar només pren valors positius, per a obtenir una tensió proporcional a l'amplitud del senyal modulat (envoltent) existeixen diverses alternatives. Comentarem aquí l'obtenció del valor de pic i l'obtenció del valor absolut (entès com el valor mig després de rectificar).

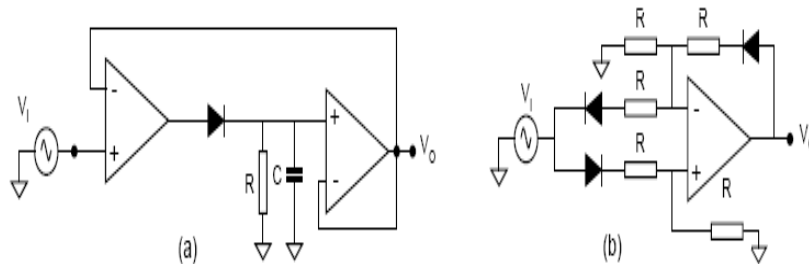


Figura 24. (a) detector de pic, (b) rectificador amb tensió llinar zero

En la figura (a) es mostra un detector de pic. Està basat en l'ús d'un comparador i un element de memòria (condensador). Si $V_i > V_o$ el condensador es carrega, a través del díode, fins que V_o arriba a V_i . El díode permet la càrrega i evita la descàrrega. La resistència facilita un camí de descàrrega lenta per al condensador i, d'aquesta forma, el circuit segueix els increments decreixents de la tensió de pic. En la figura (b) es mostra un dels molts rectificadors possibles amb tensió llinar zero. Aplicant a la sortida d'aquest circuit un filtre pas baix s'obté el valor mig, també proporcional a x .

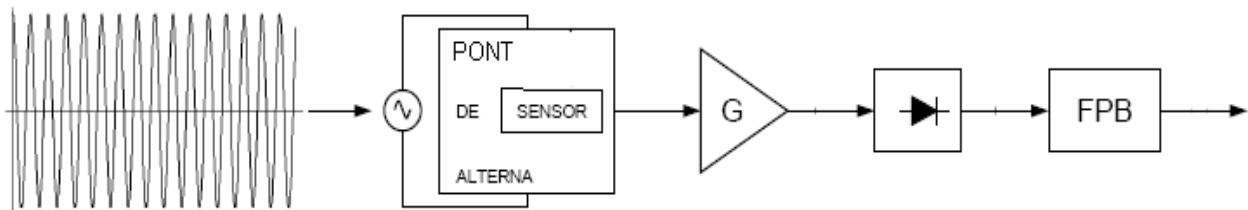


Figura 25. Esquema complet circuit d'acondicionament

En la figura 25 es mostra l'esquema complet d'un circuit d'acondicionament per a un sensor de reactància variable amb detecció d'envoltent. Aquest mètode de detecció o desmodulació (el mateix ocorre amb el detector de pic) és aplicable quan el senyal a mesurar no canvia de signe. Aquesta forma de desmodulació no és sensible al signe de x . La tensió obtinguda en la sortida per a $-x$ és la mateixa que s'obté per a x .

Detecció coherent

En els sensors amb alimentació en alterna, la modulació en amplitud sorgeix del producte entre la tensió d'alimentació i la variable a mesurar. Així, per exemple, per a un pont que incorpori un sensor simple capacitiu en un dels seus braços el senyal de sortida és:

$$V_s(t) = V(t) \frac{x(t)}{4}$$

on s'ha suposat que la impedància dels quatre braços del pont és la mateixa i que $x \ll 1$.

Si la tensió d'alimentació del pont es $V(t) = V_P \cos \omega_P t$ i $x(t)$ es armònica pura $x(t) = A_S \cos(\omega_S t + \phi)$, s'obté:

$$V_s(t) = V(t) \frac{x(t)}{4} = \frac{1}{4} V_P A_S \cos(\omega_S t + \phi) = \frac{V_P A_S}{8} (\cos[(\omega_P - \omega_S)t - \phi] + \cos[(\omega_P + \omega_S)t + \phi])$$

que correspon a una modulació en amplitud. La detecció o desmodulació ha de ser síncrona o coherent, de no ser així es perdria la informació sobre el signe de $x(t)$. La desmodulació coherent consisteix a multiplicar el senyal modulat $V_s(t)$ per una tensió alterna $V_R(t)$ en fase amb la portadora, ($V_R(t) = A_R \cos \omega_P t$), i aplicar un filtre pas baix al resultat. A la sortida del multiplicador s'obté una tensió $V_M(t)$,

$$V_M(t) = V_s(t) V_R(t) = \frac{V_P A_S}{8} (\cos[(\omega_P - \omega_S)t - \phi] + \cos[(\omega_P + \omega_S)t + \phi]) A_R \cos \omega_P t =$$

$$\frac{V_P A_S A_R}{16} (\cos[(\omega_P - \omega_P - \omega_S)t - \phi] + \cos[(\omega_P + \omega_P - \omega_S)t - \phi] - \cos[(\omega_P - \omega_P + \omega_S)t + \phi] + \cos[(\omega_P + \omega_P + \omega_S)t + \phi]) =$$

$$\frac{V_P A_S A_R}{16} (\cos(\omega_S t + \phi) + \cos(-\omega_S t - \phi) - \cos[(2\omega_P \pm \omega_S)t \pm \phi]) =$$

$$\frac{V_P A_S A_R}{16} (\cos(\omega_S t + \phi) + \frac{1}{2} \cos[(2\omega_P \pm \omega_S)t \pm \phi]) =$$

El filtre pas baix elimina la component d'alta freqüència, de manera que a la seva sortida s'obté:

$$V_o(t) = \frac{V_P A_S A_R}{8} \cos(\omega_S t + \phi) = \frac{V_P A_R}{8} x(t)$$

El signe de x queda, doncs, preservat en el senyal demodulat. De l'expressió de la sortida final es dedueix que la tensió d'alimentació del pont (V_P) i la de referència del multiplicador (A_R) han de ser molt estables, doncs en cas contrari les seves fluctuacions s'interpretarien com variacions de x . Per altra banda, l'ample de banda de $x(t)$ ha de ser almenys deu vegades inferior a ω_P perquè la desmodulació siga senzilla. De no ser així, els filtres pas sota necessaris per a rebutjar les restes de portadora i freqüències harmòniques haurien de ser d'ordre molt elevat. En la figura es mostra gràficament el procés de la desmodulació coherent. Existeixen comercialment circuits monolítics que realitzen les funcions d'amplificació d'alterna i desmodulació síncrona o coherent (inclòs filtre pas baix), a més, integren també l'oscil·lador de referència que pot ser utilitzat per a alimentar el pont. Aquests circuits es denominen genèricament amplificadors de portadora.

5.2.6 Circuits d'interfície directa entre sensor modulador i microcontrolador

Els microcontroladors (μC) poden mesurar directament sensors moduladores clàssics temporitzant el temps de càrrega o descàrrega d'un circuit RC que inclou al sensor. El principi de funcionament d'aquests circuits d'interfície és simple però cal tenir en compte diversos punts per a assolir unes bones prestacions.

5.2.6.1 Introducció

Els sensors capacitius també poden connectar-se directament a un μC . Per a aconseguir una connexió directa entre sensor i μC , el μC ha d'excitar el sensor de tal manera que aquest proporcione un senyal gairebé digital, és a dir, un senyal amb una modulació d'un paràmetre temporal. En aquestes condicions podem dir que el sensor modulador es comporta com un sensor gairebé digital.

Hi ha un mètode de mesura bàsic per als circuits d'interfície directa entre sensor modulador i μC : (a) circuits basats en el temps de càrrega o descàrrega d'una xarxa RC, que permeten mesurar sensors capacitius, en el quals, el μC mesura el temps necessari per a carregar o descarregar una capacitat C a través d'una resistència R , on R o C és modulada pel mesurant.

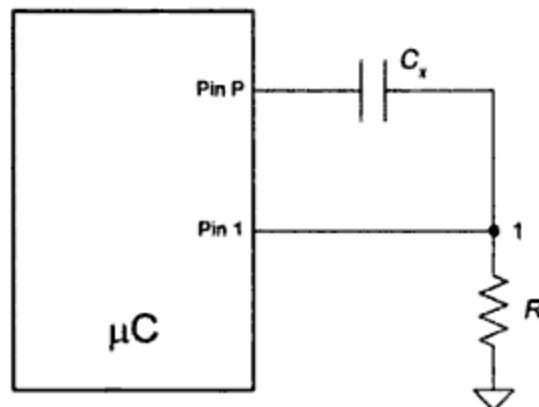


Figura 26. Circuit bàsic d'un interfície directa sensor capacitiu a microcontrolador

5.2.6.2 Principi de funcionament

Els microcontroladors generalment inclouen temporitzadors que poden temporitzar fàcilment la càrrega o descàrrega d'un circuit RC. Aquesta càrrega o descàrrega dona lloc a un senyal exponencial (amb una constant de temps RC) que és temporitzada fins que arriba a una determinada tensió llindar d'un port d'entrada del μC . En general, el port d'entrada inclou un buffer disparador Schmitt (ST) que té una tensió llindar inferior (V_{TL}) i altra superior (V_{TH}). La tensió de soroll superposada a V_{TL} és menor que la superposada a V_{TH} , per tant, la mesura del temps de descàrrega hauria de tenir una variabilitat menor que la del temps de càrrega. A més, segons les fulles de característiques dels microcontroladors, el corrent que pot drenar un port d'entrada és normalment superior al que pot lliurar. Per aquestes raons, en aquest punt analitzarem els circuits basats en la mesura del temps de descàrrega.

5.2.6.3 Circuits d'interfície per a sensors capacitius

La mesura de capacitats basada en la temporització del temps de càrrega o descàrrega d'un circuit RC es va proposar abans que existiren els microcontroladors.

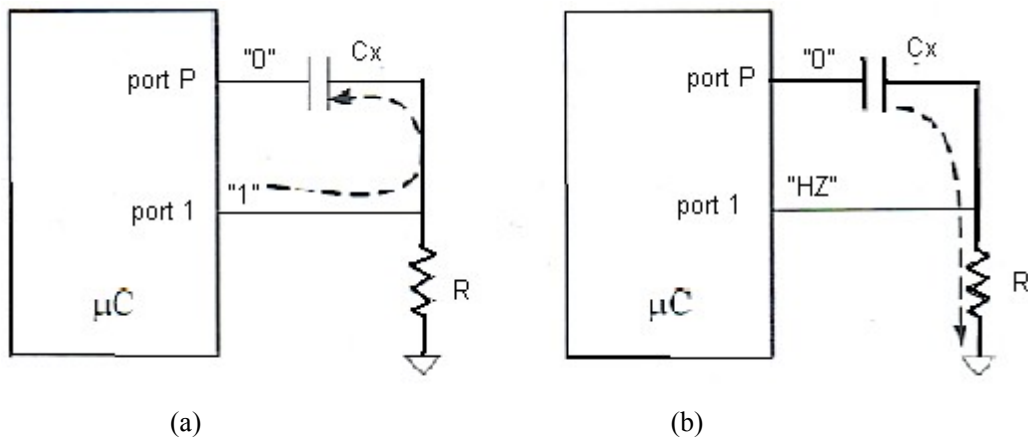


Figura 27. Configuració dels ports del circuit d'interfície de la figura 26 durant la fase de (a) càrrega i (b) descàrrega i mesura de temps.

La figura anterior mostra la configuració dels ports 1 i P per a cadascuna d'elles. Durant la fase de càrrega (figura 27.a), ambdós ports es configuren com sortida: el port 1 proporciona un "1" lògic, i el port P proporciona un "0" lògic. D'aquesta forma, Cx es carrega cap a V_1 . Durant la fase de descàrrega i mesura de temps (figura 27.b), el port 1 es configura com entrada i el port P no canvia d'estat. Així, Cx es descarrega cap a massa a través de R i el temporitzador intern inicia la mesura. Quan la tensió de descàrrega és igual a V_{TL} , el buffer ST del port 1 s'activa i es deté el temporitzador. La forma d'ona de la tensió en borns de R durant el procés de càrrega i descàrrega és similar a la mostrada en la següent figura.

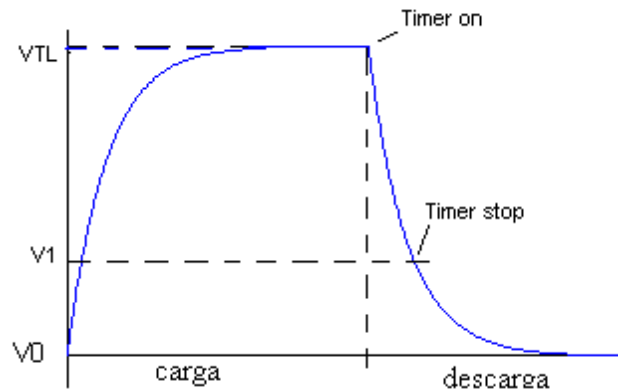


Figura 28. Forma d'ona de la tensió en borns de C en la figura 27 durant el procés de càrrega i descàrrega.

En condicions ideals, el voltatge de la resistència durant el procés de descàrrega és:

$$V_c(t) = V_0 + (V_1 - V_0)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

on $\tau = C_x R$. El temps necessari per a la descàrrega de R de V_1 a V_{TL} és:

$$T_0 = \tau \ln\left(\frac{V_1 - V_0}{V_{TL} - V_0}\right)$$

Si V_1, V_0, V_{TL} i R són constants, llavors T_0 i el número digital del compte del temporitzador del microcontrolador, N, és proporcional a C_x

$$N = K_c C_x$$

El circuit d'interfície de la figura 27 sol incorporar també un o més condensadors de calibratge connectats a altres ports del μC . Canviant la configuració dels ports, el μC pot mesurar el temps necessari per a descarregar C_x o els condensadors de calibratge a través de R.

Actualment, els microcontroladors poden controlar fàcilment la seqüència d'operacions, excitar el sensor capacitatiu i mesurar l'interval de temps resultant, assolint així un circuit d'interfície més econòmic, simple i compacte. A pesar de l'abundància i increment de l'ús de sensors capacitius, els circuits d'interfície directa entre sensor capacitatiu i μC s'utilitzen poc, potser per desconeixement de les seves possibilitats i limitacions.

5.6.2 Tècniques de calibratge. Mètode de les tres senyals

El càlcul de C_x té diversos inconvenients, i en particular la necessitat de conèixer el valor de l'amplitud de la tensió de càrrega i descàrrega ($V1, V0$), la tensió llindar (VTL) i la resistència (R). Per aquesta raó, el circuit d'interfície mostrat en la figura 27 sol incloure un o més components de calibratge. Aquest es el sistema de connexió que utilitzarem en aquest projecte.

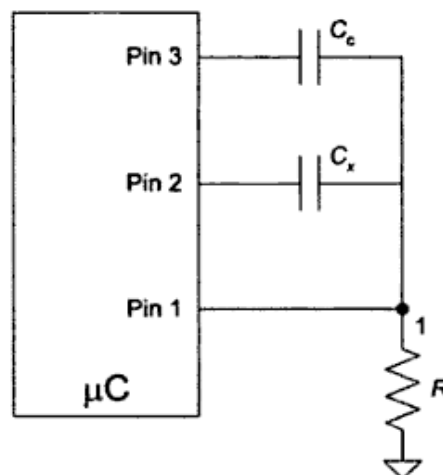


Figura 29. Circuit d'interfície directa entre sensor capacitatiu i μC amb un condensador de calibratge

El mètode dels tres senyals es pot aplicar directament al circuit de la figura 29 sense afegir cap component. L'objectiu és realitzar un calibratge de dos punts amb un únic component de referència i un circuit obert com segon punt de calibratge. Per a tal fi, el μC ha de realitzar tres mesures: (a) una mesura del sensor (i obtenir N_x), (b) una mesura de la referència (i obtenir N_c) i (c) una mesura de l'error de zero (i obtenir N_{off}).

Per a mesurar el sensor i la referència, els ports 2 i 3 es configuren tal com hem vist anteriorment. Per a mesurar l'error de zero, ambdós ports 2 i 3 es posen en alta impedància, i cap port actua com port P. Una vegada realitzades les tres mesures, s'estima C_x mitjançant

$$C_x = \frac{N_x - N_{off}}{N_c - N_{off}} C_c$$

En condicions ideals, N_{off} seria igual a zero. No obstant això, a causa de la capacitat paràsita entre el node 1 i massa, N_{off} serà diferent de zero.

En la següent figura vegem l'aplicació de la teoria al nostre μC ,

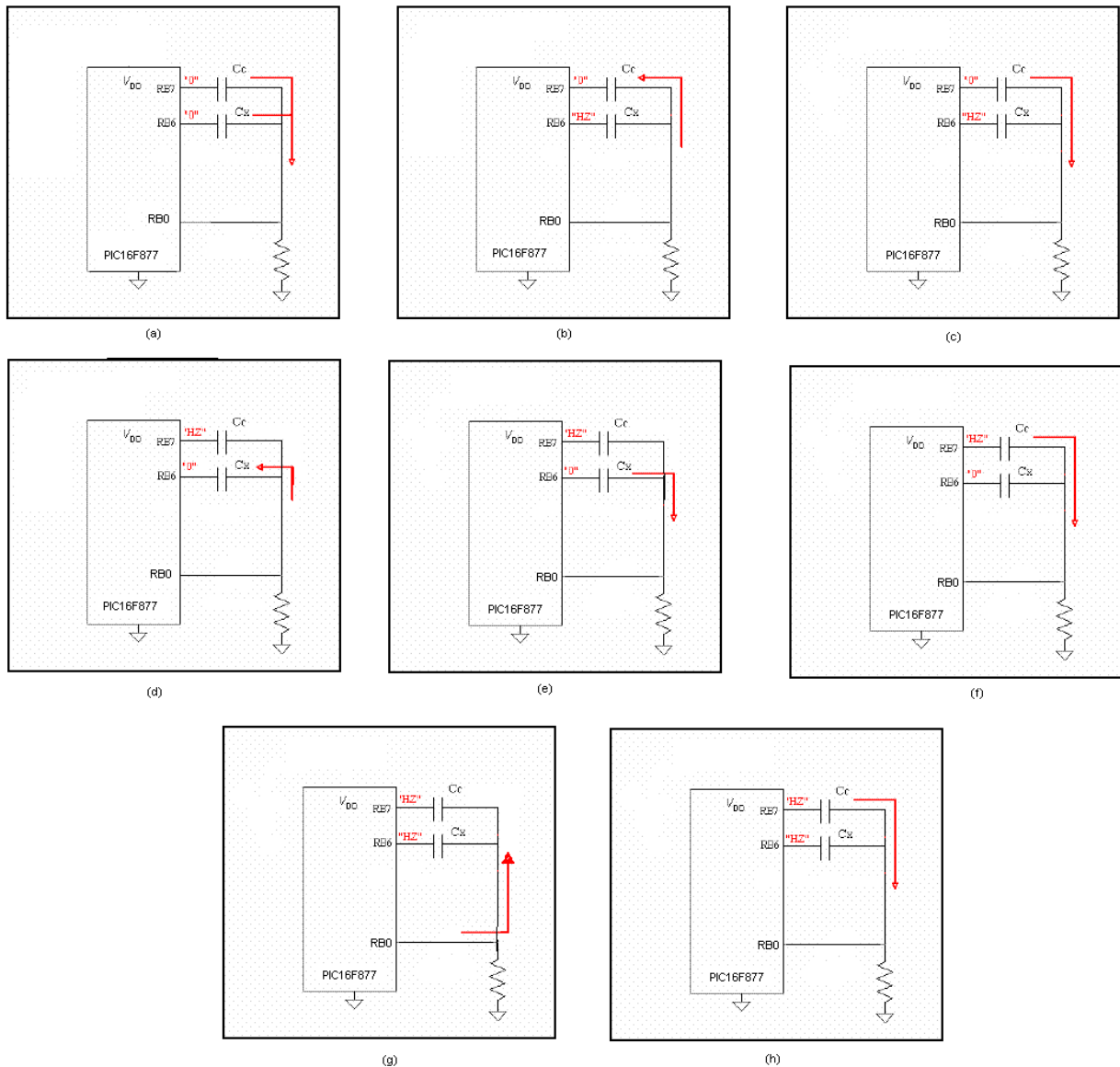


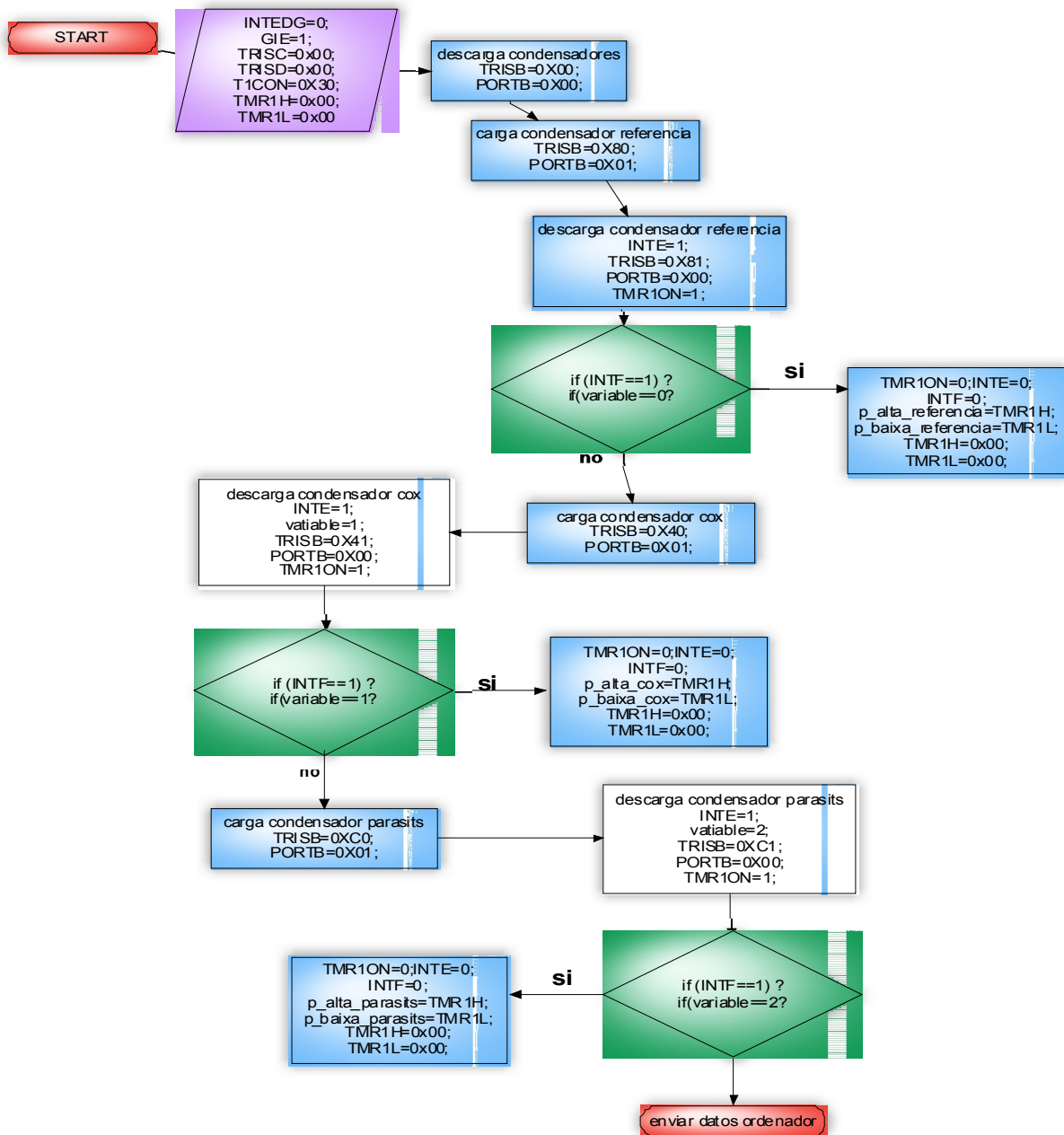
Figura 30. Seqüència completa de càrreges i descàrregues del sistema per a mesurar el valor de la capacitat.

La seqüència d'activitats que realitza el microcontrolador és:

1. Descàrrega de tots els condensadors.
2. Càrrega condensador referència (pin RB0/INT a 5 V).
3. Inici de descàrrega del condensador de referència i activació TIMER1 (INTE=1, TMR1=1).
4. Pin RB0/INT a VTL (aprox. 1.8 V).
5. El PIC interpreta una petició d'interruptió.
6. Automàticament INTF = 1 i TIMER1=0 (desactiva qualsevol altra possible interrupció).
7. Emmagatzematge dels registres TMR1H i TMR1L en variables.
8. INTF = 0 (permet de nou l'activació d'interrupcions).
9. Càrrega condensador que actua com a sensor (pin RB0/INT a 5 V).
10. Inici de descàrrega del condensador sensor i activació TIMER1 (INTE=1, TMR1=1).
11. Pin RB0/INT a VTL (aprox. 1.8 V).

12. El PIC interpreta una petició d'interrupció.
13. Automàticament INTF =1 i TIMER1=0 (desactiva qualsevol altra possible interrupció).
14. Emmagatzematge dels registres TMR1H i TMR1L en variables.
15. INTF = 0 (permet de nou l'activació d'interrupcions).
16. Càrrega condensadors paràsits (pin RB0/INT a 5 V).
17. Inici de descàrrega del condensadors paràsits i activació TIMER1 (INTE=1, TMR1=1).
18. Pin RB0/INT a VTL (aprox. 1.8 V).
19. El PIC interpreta una petició d'interrupció.
20. Automàticament INTF =1 i TIMER1=0 (desactiva qualsevol altra possible interrupció).
21. Emmagatzematge dels registres TMR1H i TMR1L en variables.
22. INTF = 0 (permet de nou l'activació d'interrupcions).
23. Finalització del programe.

Aquest procés es realitzarà 3 voltes en el pic. Els resultats són enviats a l'ordinador, i seran representats per Labview, on es realitzarà la mitjana dels tres resultats i es vorà per pantalla.



6. CONNEXIÓ AMB L'ORDINADOR

6.1 NORMA RS-232

El RS232 “Recommended Standard” és especificat a les normes ANSI (American National Standard Institution) com “la interfície entre un equip terminal de dades i un equip de comunicació de dades mitjançant un intercanvi en mode sèrie de dades binàries”. Dins d’aquest estàndard és descriu com es realitza una comunicació entre els dos dispositius.

Normalment, els equips que intervenen en una comunicació sèrie són l’*Equip Terminal de Dades* (ETD), que acostuma ésser un PC, i l’*Equip de Comunicació de Dades* (ECD), generalment un mòdem. Tot i que aquest estàndard, va començar utilitzant-se per a la comunicació entre un PC i un mòdem, la gran implantació de les computadores ha fet que es revise aquest estàndard fent que siga un estàndard de baix cost per a la connexió entre un PC i un perifèric.

L’estàndard ha anat evolucionant i ha patit diverses revisions. La darrera es va anomenar “E”, realitzada l’any 1991. Ara l’estàndard és conegut com EIA/TIA-232-E, on EIA és “*Electronic Industries Association*” i TIA significa “*Telecommunications Industry Association*”.

Les característiques principals són:

- Velocitat màxima de transferència: 20 kbps. Ara bé, existeixen aplicacions que se surten de les especificacions de l’estàndard i que arriben fins 116 kbps.
- Capacitat de càrrega màxima: 2500 pF. Això es tradueix en una longitud màxima de cable entre PC i perifèric de 15 a 20 metres.



Conector DB-25



Conector DB-9

Figura 31. Connectors DB-25 i DB-9

Els ports sèries són accessibles mitjançant dos classe de connectors. La norma els defineix com DB-25 (25 potes) i DB-9 (9 potes), mascles o femelles. Com que la norma, inicialment, es va definir per a connectar un PC amb un mòdem mitjançant el connector DB-25, moltes d’aquestes potes no s’utilitzen per la gran majoria d’aplicacions, i per tant és més comú utilitzar el connector DB-9.

Cadascuna de les potes del connector RS-232 té una funció específica. Hi ha terminals pels quals es transmeten i reben dades, i altres que controlen l’establiment, flux i tancament de la comunicació. La definició de cada pin és la següent:

PIN	SEÑAL
1	Data Carrier Detect (DCD)
2	Received Data (RxD)
3	Transmitted Data (TxD)
4	Data Terminal Ready (DTR)
5	Signal Ground (SG)
6	Data Set Ready (DSR)
7	Request To Send (RTS)
8	Clear To Send (CTS)
9	Ring Indicator (RI)

Figura 32. Seqüència de pins connector DB-9

- *Data Carrier Detect (DCD)*: El DCE commuta a '1' aquesta línia per tal d'indicar al DTE que està rebent una senyal amb una portadora d'informació.
- *Data Set Ready (DSR)*: És una senyal que el DCE commuta a '1' per tal d'indicar al DTE que està connectat a la línia
- *Received Data Line (RxD)*: Les senyals que es reben per la línia RxD són en forma de transmissió sèrie.
- *Requested To Send (RTS)*: Aquesta senyal és posada a '1' pel DTE per tal d'indicar que està preparat per a transmetre dades. Llavors, el DCE ha de preparar-se per a rebre dades.
- *Transmit Data (TxD)*: Les senyals es transmetes per aquesta línia en format sèrie, del DTE al DCE. Per a què es puguin transferir dades, les línies DSR, DTR, RTS i CTS han de trobar-se a '1'.
- *Clear To Send (CTS)*: Aquesta senyal es commutada a '1' pel DCE per tal d'indicar al DTE que està preparat per rebre dades. CTS es commutada a '1' com a resposta a un estat a '1' de les línies RTS, DSR i DTR.
- *Data Terminal Ready (DTR)*: Aquesta senyal, conjuntament amb DSR, indica que els equips són operatius. DTR es commutada a '1' pel DTE per tal d'indicar al DCE que és preparat per rebre i transmetre dades. DTR ha d'estar a '1' abans que el DCD pugui posar a '1' DSR. Quan DTR es posada a '0', pel DTE, el DCE és desconnectat del canal de comunicacions donat que ja ha estat completada la transmissió d'informació.
- *Ring Indicator (RI)*: RI és posada a '1' pel DCE quan s'està rebent una trucada. Aquesta línia ha deixat d'ésser útil ja que l'estàndard sèrie s'utilitza per a intercanviar informació entre un PC i un dispositiu, en lloc d'un mòdem.
- *Signal Ground (SG)*: Aquesta línia proporciona la referència a terra.

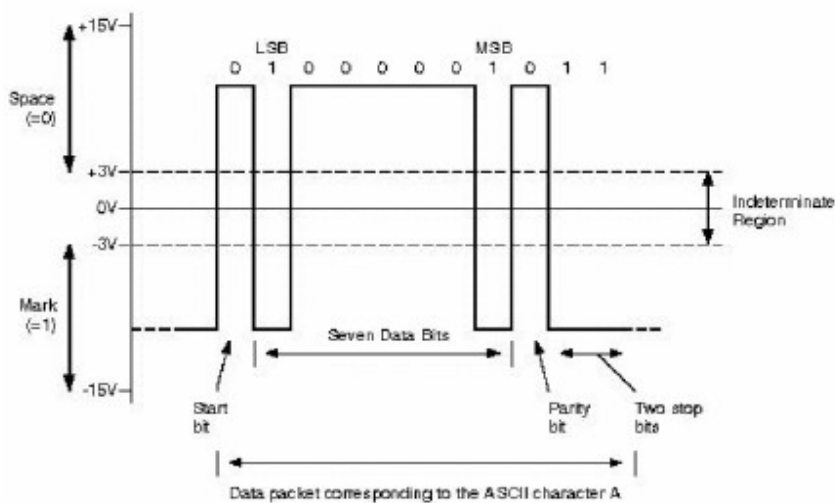


Figura 33. Nivells lògics transmissió sèrie

La figura il·lustra, els requisits en quant a nivells lògics que deu complir una transmissió sèrie segons la norma RS-232. Cal destacar:

- Les dades es transmeten amb lògica negativa, és a dir, un voltatge positiu en la connexió representa un '0', mentre que un voltatge negatiu representa un '1'.
- Per tal de garantir un '0' lògic la línia deu mantenir un voltatge entre +3 i +15 V.
- De la mateixa manera, es garanteix un '1' lògic entre -3 i -15 V.
- Els voltatges més utilitzats són +12 V pel '0' i 12 pel '1'.
- Quan un port sèrie no està transmetent, el terminal de transmissió manté a '1' lògic la línia normalment.
- La banda morta entre -3 i +3 es coneix com la regió de transició. Dins d'aquesta zona podem interpretar ambigüament un '1' i un '0'.

La comunicació de dades dins la norma RS232 és asíncrona, i per tant es poden iniciar comunicacions sense temps establert. Les dades arriben en paquets de 8 bits. El protocol estableix que un paquet d'informació es divideix en quatre parts:

- *Bit d'inici (start)*: és un pas de '1' a '0'. Quan el receptor detecta el bit d'inici se sap que la transmissió ha començat, i partir d'ara, deu llegir les senyals de la línia a distàncies concretes de temps en funció de la velocitat escollida entre l'emissor i el receptor.
- *Bits de dades*: els bits de dades són enviats al receptor després del bit de *start*. El bit de menys pes LSB és transmès primer i el de major pes MSB l'últim. Un caràcter de dades acostuma a ésser de 7 o 8 bits.
- *Bit de paritat*: Depenent de la configuració de la transmissió un bit de paritat pot ser enviat després dels bits de dades. En aplicacions senzilles no acostuma a utilitzar-se. Amb aquest bit es poden descobrir errors en la transmissió. Es pot donar paritat par o imparell.
- *Bit de parada*: La línia queda a '1' després de l'últim bit enviat. Indica la finalització de la transmissió d'una paraula de dades. El protocol de transmissió de dades permet 1, 1,5 o 2 bits de parada.

6.2 CONVERTIDOR DE NIVELL TTL A NORMA RS-232

És important esmentar, que el microcontrolador treballa amb lògica positiva, mentre que el port RS232 treballa amb lògica negativa. Per tant, necessitarem adaptar els senyals.

L'empresa MAXIM comercialitza diferents dispositius que canvien els nivells de senyal de RS232 a TTL i viceversa. Depenent l'aplicació escollirem un o altre tipus. La nostra elecció ha estat l'integrat MAX3380E/MAX3381E que funciona en un rang de tensions d'alimentació de +2,35 fins a +5,5 V, una taxa ràpida de bits, i les potes receptores i transmissors estan protegides contra descàrregues electrostàtiques. La diferència entre els dos models només resideix en la taxa de bits màxima que poden aconseguir. Mentre que el MAX3380E arriba a taxes de fins a 250 kbps, l'últim arriba fins a taxes de 460kbps. Per tant, a la nostra aplicació ens interessa, per raons de preu, el primer degut que la nostra taxa serà de 9600 bps.

Aquesta sèrie de dispositius han estat desenvolupats per a sistemes digitals portàtils, com càmeres digitals o PDA i incorporen un sistema anomenat *AutoShutDown Plus* que detecta si a les línies d'informació no hi ha hagut cap en 30 segons en les línies d'entrada o sortida, el tranceptor s'adorm tot provocant una disminució del corrent consumit fins a 1µA.

Les tensions a les quals treballa aquest dispositiu (2,35 a 5,5) fan que siga compatible amb les tensions que poden oferir les bateries d'ió de liti. Si el dispositiu treballa a una tensió més gran de 3,1V el dispositiu treballa amb valors reals RS-232, és a dir que les tensions de RS-232 són de . Mentre que si la tensió és inferior a 3,1, però superior a 2,35 treballarà amb valors compatibles. Recordem que la zona d'incertesa de la norma RS-2323 es troba a la regió compresa entre $5,5V \pm 3,7V \pm 3V \pm$. Ho podem observar mirant les gràfiques del fabricant.

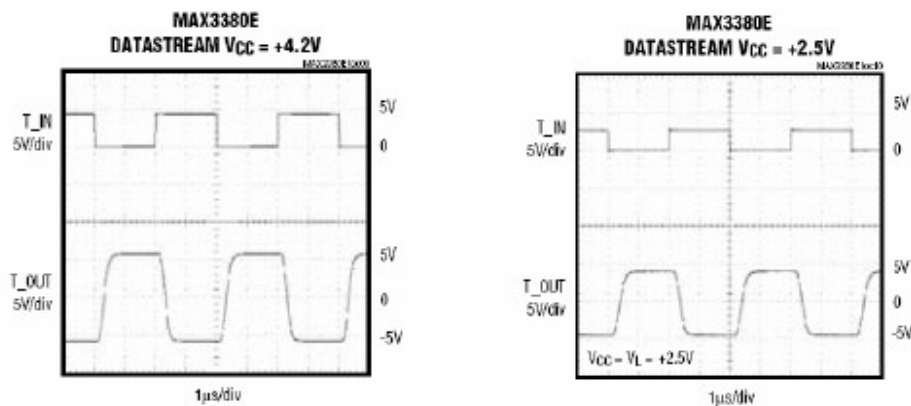


Figura 34. Senyal amb dispositiu MAX3380E

Com podem veure a les gràfiques, els senyals provinents de la USART del microcontrolador i els senyals que van cap al PC tenen capgirats els nivells. Per tant, veiem que el dispositiu ens ha fet una conversió entre lògica positiva i negativa.

6.3 MÒDUL USART DE COMUNICACIONS

El microcontrolador disposa d'un mòdul per a comunicacions asíncrones anomenat USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*). Aquest, pot funcionar de tres maneres diferents:

- Asíncron (full-duplex)
- Síncron – mestre (half- duplex)
- Síncron – esclau (half – duplex)

L'USART disposa de 2 potes I/O dedicades dins aquest mòdul. Quan treballa de manera asíncrona, una és dedicada per la sortida de bit i l'altra per l'entrada. Mentre que, en comunicacions síncrones, el fet de disposar només de dos línies fa que una s'utilitza per al clock i l'altra per a transmetre o rebre bits indistintament. Les dues potes que s'utilitzen són RC6 , com a pota de transmissió de bits o de polsos de clock, i la pota RC7 com a receptor de bits o com a línia de dades en comunicacions síncrones. Aquestes dues línies s'han de programar com a entrada i sortida depenent del seu ús mitjançant el registre TRISC. En el nostre cas, programarem la línia RC6 com a sortida i RC7 com a entrada, ja que nosaltres utilitzem l'USART de manera asíncrona.

La USART consta de quatre blocs que permeten el seu funcionament en mode asíncron:

- Circuit de mostreig.
- Generador de bauds
- Transmissor asíncron
- Receptor asíncron

El circuit de mostreig actua sobre la línia RC7, que és per on es reben els bits, i s'encarrega de mostrejar tres vegades el seu valor, per decidir aquest per majoria.

La norma RS-232 treballa a valors de velocitat normalitzats: 300, 600, 1200, 2400.... Per a generar aquestes freqüències, la USART disposa d'un generador de bauds, BRG, el valor del qual és controlat pel contingut gravat en el registre SPBRG. A més d'aquest valor emmagatzemat, la freqüència en bauds depèn del bit BRGH del registre TXSTA <2>. En el cas que aquest bit valga zero, es treballa a baixa velocitat, mentre que si val 1 es treballa a alta velocitat. Podem aconseguir qualsevol d'aquestes freqüències normalitzades mitjançant la fórmula que ens proporciona el datasheet del mateix dispositiu:

$$Freq = \frac{F_{osc}}{(K \cdot (X+1))}$$

BRGH = 0, baja velocidad y K = 64

BRGH = 0, alta velocidad y K = 16

En aquest cas , s'ha escollit utilitzar una freqüència de 9600 bps. Per tant:

$$Error = \frac{(9615 - 9600)}{9600} = 0,16\%$$

Si es carrega el registre SPBRG amb 25, la freqüència real de treball serà:

$$Freq = \frac{4.000.000}{16 \cdot (25+1)} = 9615$$

L'error que s'origina és de :

$$Error = \frac{(9615 - 9600)}{9600} = 0,16\%$$

El transmissor asíncron és format per dos registres que manipulen la informació a transmetre i un registre que configura el port sèrie. Els registres que s'encarreguen de transmetre són el TXREG i TSR. La dada que es desitja transmetre es diposita dins el registre TXREG i a continuació el microcontrolador vesa la dada de l'usuari dins del registre TSR. Aquesta transferència entre registres es realitza quan TSR ha transmès el bit de STOP de la dada anterior. La transferència entre registres es realitza en un cicle d'instrucció. TSR no és accessible per a l'usuari i s'encarrega de transmetre en format sèrie els bits. El primer bit que surt és el de menys pes. Un cop s'ha produït la transferència entre aquests dos registres el flag TXIF pase a valdre 1, per tal d'advertir que el registre de transmissió s'ha buidat. En aquest moment, pot produir-se una interrupció si s'ha habilitat el bit TXIE. El bit TRMT serveix per indicar l'estat del registre TSR, i val 1 quan aquest és buit.

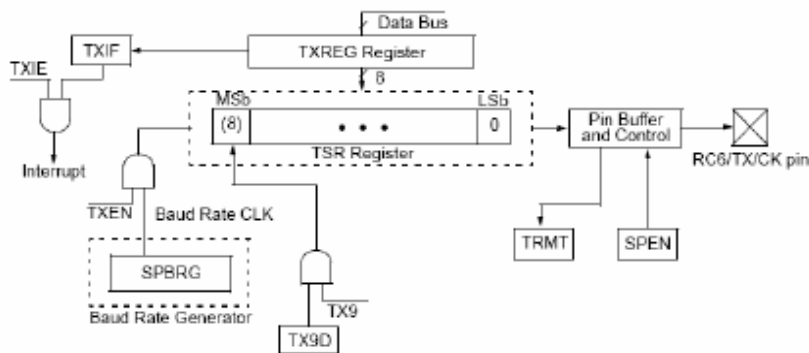


Figura 40. Diagrama del transmissor

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R-1	R/W-0
CSRC	TX9	TXEN	SYNC	—	BRGH	TRMT	TX9D
bit 7							bit 0

Figura 35. Registre de control del transmissor TXSTA

- CSRC: no té significat quan es treballa en mode asíncron
- TX9: habilita el novè bit de transmissió

- TXEN: activa la transmissió
- SYNC: Bit de selecció del mode de treball de la USART. Si és 1 treballarem en mode síncron, mentre que si volem treballar en mode asíncron l'hem de programar com a un 0.
- BRGH: bit de selecció de la velocitat en bauds
- TRMT: Bit de l'estat del registre TSR.
- TX9D: Bit novè de la dada a transmetre (pot ser el bit de paritat).

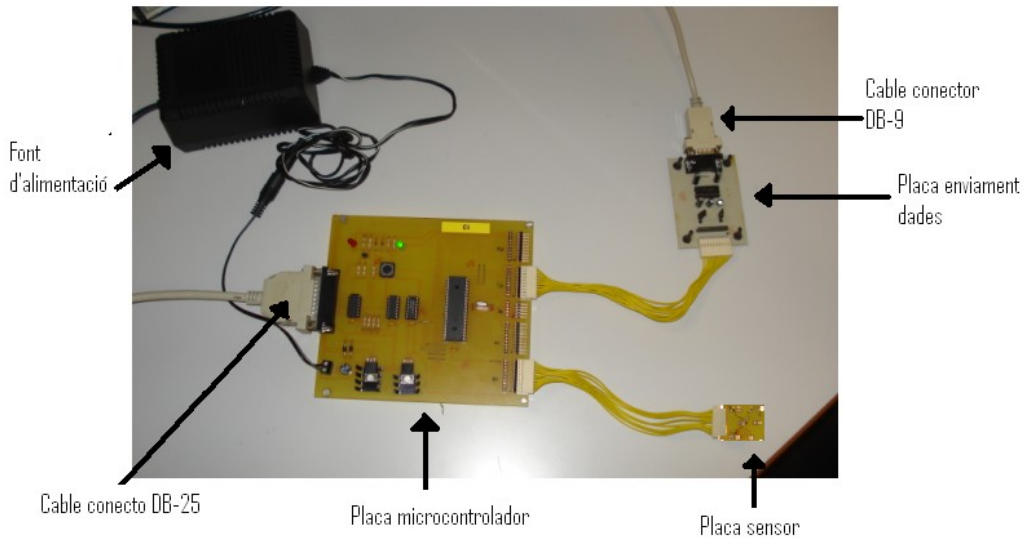
La seqüència de passos per a transmetre una dada és:

1. Cal configurar les línies RC6 com a sortida i RC7 com a entrada.
2. SYNC=0 i SPEN=1 per tal d'activar la USART com a mode asíncron.
3. Si es desitja treballar amb interrupcions, llavors TXIE=1, a més d'habilitar les interrupcions generals i de perifèrics.
4. Si la dada consta de 8 bits TX9=0.
5. Es carrega el valor de X dins de SPBRG i
6. Activar la transmissió TXEN=1.
7. Carregar a TXREG la dada a transmetre.
8. Esperar fins que TMRT val 1.

7. SISTEMA DE MESURA

El sistema per a la mesura de sensors capacitius, esta format per la placa microcontrolador, la font d'alimentació de la placa microcontrolador, la plaqueta per l'enviament de dades a l'ordinador i la plaqueta on introduïm el sensor i la capacitat de referència, un cable amb connector DB-25 i un altre cable amb connector DB-9.

A continuació vegem una imatge del sistema complet per a la mesura de capacitats, Figura



36. Sistema per a la mesura de capacitats

La placa on connectem el sensor, es connecta al PORT B (PB) i la placa d'enviament de dades a l'ordinador es connecta al PORTC (PC).

En la següent imatge, es vora una ampliació de la placa de sensor,

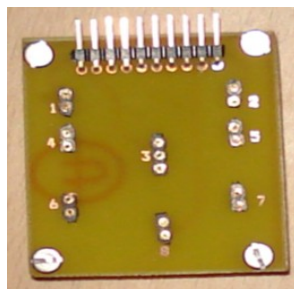


Figura 37. Placa sensor

Com es pot veure en la imatge, apareixen uns números al costat de cada tira de pins, en total hi han 8 tires de pins, totes amb dos pins, menys la tira de pins número 3. La tira de pins 1 esta connectada al RB6, la tira de pins 2 esta connectada a RB7 i la tira de pins 3 esta connectada a RB0.

La connexió es realitzarà de la següent manera:

De tira de pins 1 a tira de pins 3, sensor capacitatiu.

De tira de pins 2 a tira de pins 3, condensador de referència.

De tira de pins 3 a tira de pins 8, resistència de descarrega.

Les tires de pins 4, 5 6 i 7 són utilitzades en cas d'aconseguir capacitats o resistències en serie.

En la següent imatge vegem un exemple,

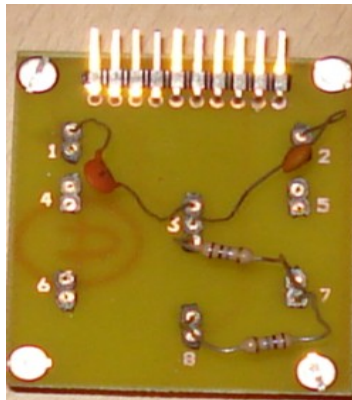


Figura 38. Conexions placa sensor

Per a realitzar la mesura, fa falta saber el valor del condensador de referència. Aquest valor serà el valor mitjà del rang que puga tindre el sensor que anem a medir. Per exemple, per a un sensor que varie entre 60pF i 100pF, el valor del condensador de referència seria d'uns 80pF aproximadament. En el mercat tenim a la venda condensadors d'uns 82 pF, en aquest cas utilitzariem aquest valor.

Per a medir valors de pF, utilitzarem una resistència de 20M Ω , com es veu a la imatge anterior, 10 M Ω entre el pin 3 i 7, i 10 M Ω entre pin 7 i 8.

Una volta explicats els elements que formen el circuit, anem a la captura de les dades. El programa esta guardat en la memòria del microcontrolador, i cada volta que es vullga realitzar una mesura, es farà un reset prenent el polsador de la imatge.

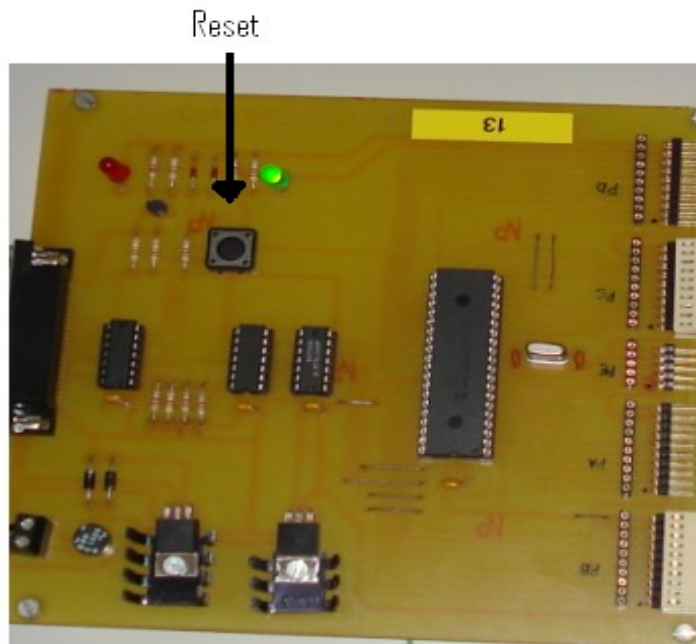


Figura 39. Placa de microcontrolador

El programa que esta en la memòria del microcontrolador, envia les dades a través del cable DB-9 a l'ordinador. Aquestes dades són arreplegades mitjançant Labview.

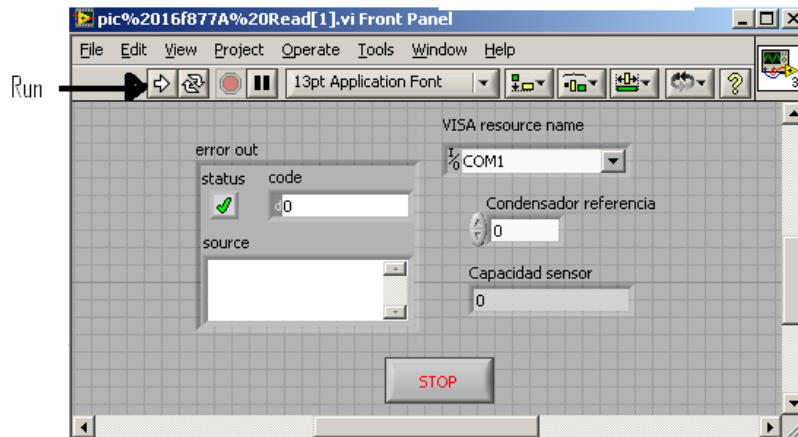



Figura 40. Finestra Labview on apareixeran els resultats

El programa en Labview funciona de la següent manera:

En l'opció "condensador de referencia", introduïm el valor que tenim entre els pins 2 i 3, es a dir, al pin RB7. Per que la mesura siga correcta, en el programa del microcontrolador, enviem una trama d'inici de dades. Quan aquesta trama es rebuda per l'ordinador, el programa de labview es queda rebent les dades i hi ha que donar-li al botó STOP. En eixe moment el bit status serà , i el valor del sensor o capacitat a medir, apareixerà en la "capacitat sensor".

Si el bit de status no és correcte (de valor igual a 1), es a dir, si hi ha un error en la recepció de les dades per part de l'ordinador, el resultat final de la capacitat que volem calcular (condensador referencia) serà 0, i hi haurà de donar-li al botó Run fins que rebem la trama d'inici de dades.

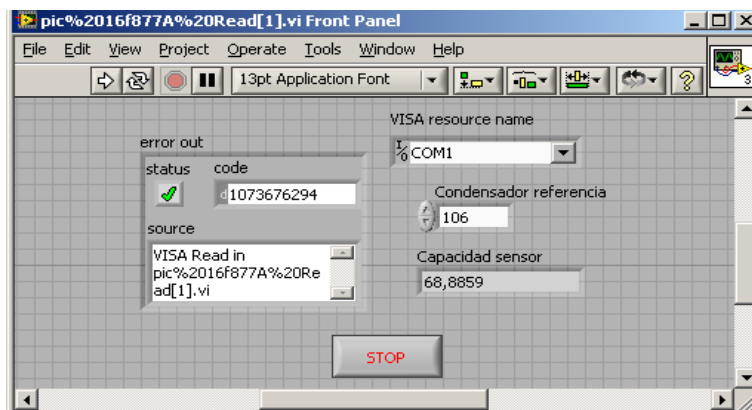


Figura 41. Finestra labview amb capacitat a medir de 70pF i capacitat de referència de 106pF

7.1 RESULTATS EXPERIMENTALS AMB CONDENSADORS

En la següent taula, tenim les dades que s'han arreplegat en varies mesura amb diferents condensadors a medir, diferents condensadors de referència i amb la mateixa resistència de descarrega (20M Ω).

Les capacitats de la primera columna, Capacitat referència, i de la segon columna, capacitat a medir, han estat mesurades per l'aparell de mesura d'impedàncies del laboratori ZN-705 PROMAX.



Figura 42. ZN-705 PROMAX.

A continuació vegem la taula, el valor1 i el valor2, són els resultats de les mesures realitzades en el nostre sistema de mesura de la capacitat a medir.

Capacitat referència	Capacitat a medir	Resistència	Valor1	Valor2
57,8	70.66	20k	71,3661	68,0878
57,8	71	20k	72,078	69,8822
57,8	71	20k	71,4524	69,3791
57,8	71	20k	69,225	72,8736
87,87	71	20k	69,4602	71,4602
87,33	71	20k	69,6433	69,2129
87,33	71	20k	68,1117	71,0012
87,33	71	20k	68,9524	67,7411
101,8 103	71	20k	72,495	68,2478
101,8	71	20k	71,3356	69,6949
101,8	71	20k	72,6949	71,2455
101,8	71	20k	73,6331	69,6617
71	57,8	20k	54,1966	59,4597
71	57,8	20k	56,4407	57,5027
71	57,8	20k	59,6957	58,1186
71	57,8	20k	59,4778	58,5473
71	57,8	20k	56,4618	55,9896
100,9	87,33	20k	88,5612	86,0128
100,9	87,33	20k	87,9872	89,253
100,9	87,33	20k	85,912	86,0128
100,9	87,33	20k	86,24	89,48
87,33	100,9	20k	98,87	99,513
87,33	100,9	20k	102,025	97,823
87,33	100,9	20k	101,52	99,513
87,33	100,9	20k	101,023	100,513

7.2 RESULTATS EXPERIMENTALS AMB SENSORS

En aquest punt s'han realitzat proves de mesura de capacitats amb sensors capacitius d'humitat elaborats per un exalumne de la Universitat politècnica de València en el projecte final de carrera. Aquests sensors estan formats per diferents substrats de materials i forma de la figura del substrat. El substrat pot ser de dos tipus, plata i grafit.

En la següent imatge apareixen els sensors a mesurar la seua capacitat,

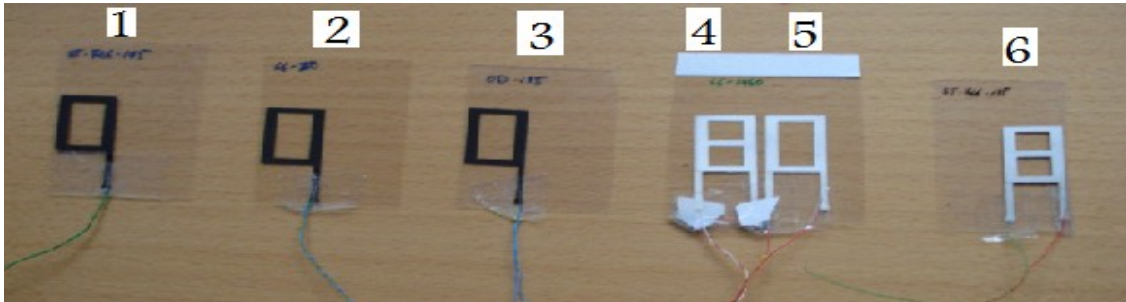


Figura 43. Sensors humitat capacitius

Sensor	Model	Tipus substrat	Valor capacitat	% humitat	T°
Sensor 1	ST-726-175	grafit	5,66	50,00%	20,5°
Sensor 2	C6-360	grafit	8,48	50,00%	20,5°
Sensor 3	OD-175	Grafit	5,93	50,00%	20,5°
Sensor 4	C6-3460 a	plata	93,7	50,00%	20,5°
Sensor 5	C6-3460 b	plata	82,6	50,00%	20,5°
Sensor 6	ST-726-175	plata	57,25	50,00%	20,5°

Una volta mesurats els sensors capacitius a humitat i temperatura ambient, s'elabora un sistema per a modificar la humitat relativa. Aquest sistema consta d'un taper en el qual s'han realitzat sis forats amb una trepant. A través dels primers cinc, traguem a l'exterior del taper les connexions dels sensors, el sext forat servix per a introduir l'aparell de mesura de la humitat (RS 1336 Humidity), en el qual llegirem la humitat que hi ha dins del taper. Tots els forats son segellats tant per dins com per fora amb plastilina.



Figura 44. Taper amb sensors

La humitat dins del taper es modifica amb una dissolució saturada amb aigua destil·lada i sals. Segon les sals que utilitzem en la dissolució aconseguirem una determinada humitat dins del taper. Les dos següents taules reflexa el tipus de sal i la humitat que aconseguim, a una determinada temperatura ambient.

Relative Humidity (%RH)			
Temperature °C	Lithium Chloride	Potassium Acetate	Magnesium Chloride
0	11.23 ± 0.54		33.66 ± 0.33
5	11.26 ± 0.47		33.60 ± 0.28
10	11.29 ± 0.41	23.28 ± 0.53	33.47 ± 0.24
15	11.30 ± 0.35	23.40 ± 0.32	33.30 ± 0.21
20	11.31 ± 0.31	23.11 ± 0.25	33.07 ± 0.18
25	11.30 ± 0.27	22.51 ± 0.32	32.78 ± 0.16
30	11.28 ± 0.24	21.61 ± 0.53	32.44 ± 0.14
35	11.25 ± 0.22		32.05 ± 0.13
40	11.21 ± 0.21		31.60 ± 0.13
45	11.16 ± 0.21		31.10 ± 0.13
50	11.10 ± 0.22		30.54 ± 0.13
55	11.03 ± 0.23		29.93 ± 0.16
60	10.95 ± 0.26		29.26 ± 0.18
65	10.86 ± 0.29		28.54 ± 0.21
70	10.75 ± 0.33		27.77 ± 0.25
75	10.64 ± 0.38		26.94 ± 0.29
80	10.51 ± 0.44		26.05 ± 0.34
85	10.38 ± 0.51		25.11 ± 0.39
90	10.23 ± 0.59		24.12 ± 0.46
95	10.07 ± 0.67		23.07 ± 0.52
100	9.90 ± 0.77		21.97 ± 0.60

Relative Humidity (%RH)						
Temperature °C	Potassium Carbonate	Magnesium Nitrate	Sodium Chloride	Potassium Chloride	Potassium Nitrate	Potassium Sulfate
0	43.13 ± 0.66	60.35 ± 0.55	75.51 ± 0.34	88.61 ± 0.53	96.33 ± 2.9	98.77 ± 1.1
5	43.13 ± 0.50	58.86 ± 0.43	75.65 ± 0.27	87.67 ± 0.45	96.27 ± 2.1	98.48 ± 0.91
10	43.14 ± 0.39	57.36 ± 0.33	75.67 ± 0.22	86.77 ± 0.39	95.96 ± 1.4	98.18 ± 0.76
15	43.15 ± 0.33	55.87 ± 0.27	75.61 ± 0.18	85.92 ± 0.33	95.41 ± 0.96	97.89 ± 0.63
20	43.16 ± 0.33	54.38 ± 0.23	75.47 ± 0.14	85.11 ± 0.29	94.62 ± 0.66	97.59 ± 0.53
25	43.16 ± 0.39	52.89 ± 0.22	75.29 ± 0.12	84.34 ± 0.26	93.58 ± 0.55	97.30 ± 0.45
30	43.17 ± 0.50	51.40 ± 0.24	75.09 ± 0.11	83.62 ± 0.25	92.31 ± 0.60	97.00 ± 0.40
35		49.91 ± 0.29	74.87 ± 0.12	82.95 ± 0.25	90.79 ± 0.83	96.71 ± 0.38
40		48.42 ± 0.37	74.68 ± 0.13	82.32 ± 0.25	89.03 ± 1.2	96.41 ± 0.38
45		46.93 ± 0.47	74.52 ± 0.16	81.74 ± 0.28	87.03 ± 1.8	96.12 ± 0.40
50		45.44 ± 0.60	74.43 ± 0.19	81.20 ± 0.31	84.78 ± 2.5	95.82 ± 0.45
55			74.41 ± 0.24	80.70 ± 0.35		
60			74.50 ± 0.30	80.25 ± 0.41		
65			74.71 ± 0.37	79.85 ± 0.48		
70			75.06 ± 0.45	79.49 ± 0.57		
75			75.58 ± 0.55	79.17 ± 0.66		
80			76.29 ± 0.65	78.90 ± 0.77		
85				78.68 ± 0.89		
90				78.50 ± 1.0		
95						
100						

Figura 45. Tipus de sal i humitat que aconseguim a una determinada temperatura ambient



Figura 46. Sistema complet mesura sensors capacitius

7.2.1 Resultats experimentals amb sensors mesurats amb aparell impedàncies PROMAX

A continuació, vorem els resultats experimentals dels sensors variant la humitat dins del taper mitjançant la dissolució saturada amb les sals esmentades anteriorment. Aquests resultats són mesurats amb l'aparell d'impedàncies PROMAX del laboratori. Els resultats són els següents:

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB	Od-175	C6 360	ST-726-175
1						
2						
3						
4						
5						
6						
7	56,15 pF	75,15 pF	83,5 pF	5,466 pF	8,36 pF	5,66 pF
8						
9						
10						
11						
12						
13	56,38 pF	76,02 pF	84,8 pF	5,55 pF	8,4 pF	5,66 pF
14						
15						
16						
17						
18						
19	56,61 pF	77,12 pF	85,91 pF	5,65 pF	8,48 pF	5,66 pF
20						
21						
22						
23						
24						
25						
26						

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB	Od-175	C6 360	ST-726-175
27	56,95 pF	78,81 pF	87,4 pF	5,78 pF	8,48pF	5,66 pF
28						
29						
30						
31						
32						
33						
34						
35	57,06 pF	79,5 pF	88,57 pF	5,77 pF	8,48 pF	5,66 pF
36						
37						
38						
39						
40			89,65 pF			
41			89,99 pF			
42	57,25 pF	81,6 pF	90,46 pF			
43			90,8 pF			
44			91,23 pF			
45			91,63 pF			
46			92,1 pF			
47			92,7 pF			
48			93,23 pF			
49		82,6 pF	93,53 pF			
50	57,25 pF	82,6 pF	93,7 pF	5,925 pF	8,48 pF	5,66 pF
51						
52	57,25 pF	82,83 pF				
53						
54	57,39 pF					
55	57,05 pF		93,83 pF			
56	57,53 pF	82,9 pF	93,9 pF			
57	57,54 pF		94 pF			
58	57,55 pF					
59	57,8 pF		94,12 pF			
60	58,13 pF	83,02 pF				
61	58,43 pF					
62	58,43 pF		94,36 pF			
63	58,66 pF	83,38 pF	94,55 pF			
64	58,7 pF		94,6 pF			
65	58,82 pF	83,38 pF				
66	59,12 pF		94,89 pF			
67	59,38 pF	83,44 pF	95,06 pF			
68	59,6 pF		94,21 pF			
69	59,82 pF	83,6 pF		6,01 pF	8,5 pF	5,94 pF
70	60,19 pF	83,66 pF	95,78 pF			
71	60,52 pF		96,01 pF			
72	60,96 pF	83,9 pF	96,31 pF			
73	61,3 pF		96,56 pF			
74	61,5 pF	84,11 pF	97 pF			
75	61,59 pF	84,3 pF	97,22 pF			
76	61,65 pF	84,44 pF	97,32 pF			

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB	Od-175	C6 360	ST-726-175
77	62 pF	84,59 pF	97,5 pF			
78	62,4 pF	84,86 pF	97,75 pF			
79	62,95 pF	85 pF	98,11 pF			
80		85,14 pF	98,24 pF			
81	63,87 pF	85,3 pF	98,43 pF			
82		85,55 pF	98,53 pF			
83	64,6 pF	85,8 pF	98,72 pF			
84	65,4 pF	85,9 pF	98,9 pF	6,4 pF	8,5 pF	6,2 pF
85	64,93 pF	86,2 pF	99,27 pF			
86	65,34 pF	83,4 pF	99,5 pF			
87	66,4 pF	86,65 pF	100 pF			
88	67,5 pF	86,8 pF	100,5 pF			
89	67,81 pF	87,03 pF	101,1 pF			
90	68,43 pF	87,23 pF	102,2 pF			
91	69 pF	87,5 pF	102,6 pF			
92	69,8 pF	87,9 pF	103,01 pF			
93	70,6 pF	88,7 pF	103,56 pF			
94	72,02 pF	89,4 pF	104 pF			
95	73,42 pF	90,5 pF	104,4 pF			
96	74,7 pF	92,3 pF	104,7 pF			
97	76,21 pF	101,4 pF	105,01 pF	6,7 pF	8.6 pF	6,5 pF
97	76,43 pF	95,5 pF	105,2 pF			
97,5	76,7 pF	96,5 pF	105,4 pF			
97,7	77 pF	97 pF	105,55 pF			
97,8	77,2 pF	98,43 pF	105,55 pF			
97,9	77,5 pF	99,19 pF	105,7 pF			
98	77,8 pF	99,5 pF	105,82 pF	7,2 pF	8,98 pF	6,92 pF
98,2	78,1 pF	99,56 pF	105,95 pF			
98,4	78,32 pF	99,86 pF	106,01 pF			
98,5	78,5 pF	100 pF	106,15 pF			
98,6	78,88 pF	100,5 pF	106,31 pF			
98,7	79,08 pF	101,2 pF	106,52 pF		9,19 pF	
98,9	79,21 pF	102 pF	106,88 pF			
99	79,4 pF	102,3 pF	107,2 pF	7,8 pF	9,9 pF	7,5 pF

A continuació vorem les gràfiques de l'evolució de la capacitat dels condensadors mitjançant el canvi d'humitat.

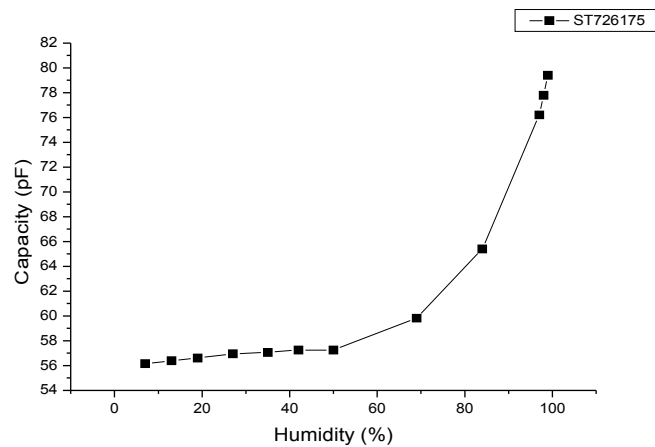


Figura 47. Gràfica sensor ST-726-175

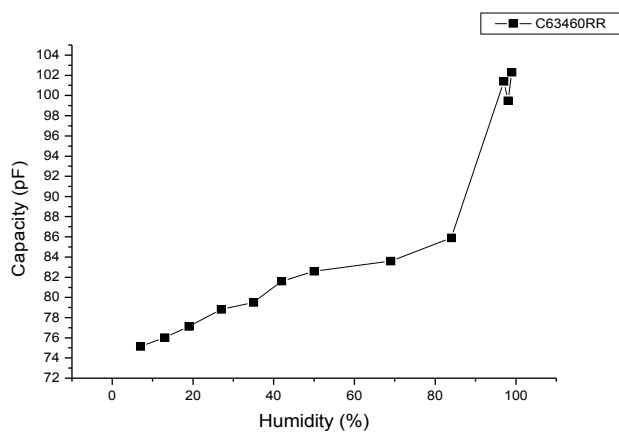


Figura 48. Gràfica C6-3460 RR

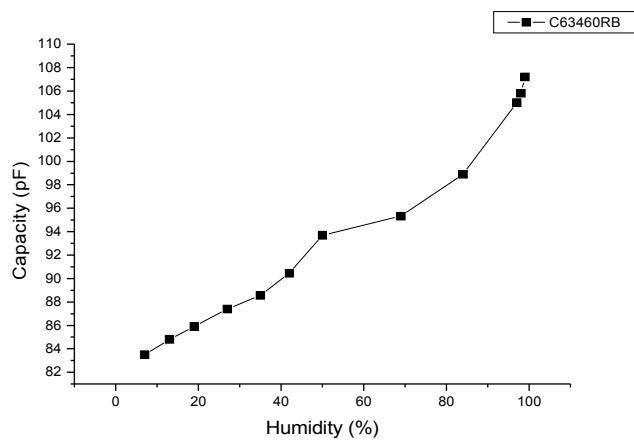


Figura 49. Gràfica sensor C6-3460 RB

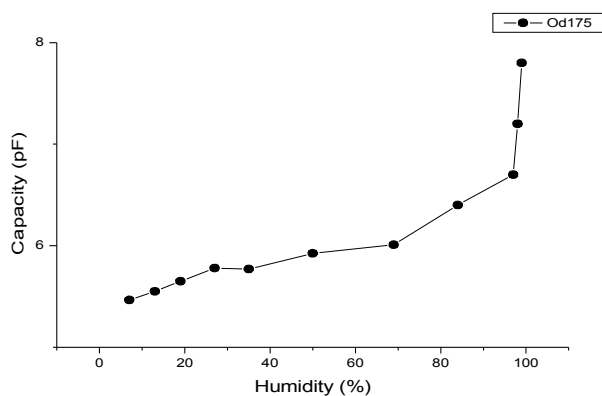


Figura 50. Gràfica sensor OD-175

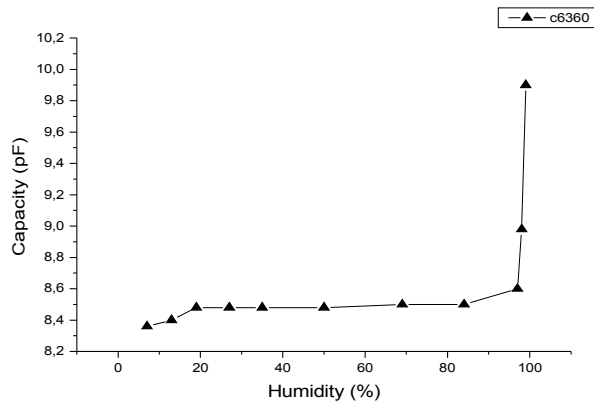


Figura 51. Gràfica sensor C-360

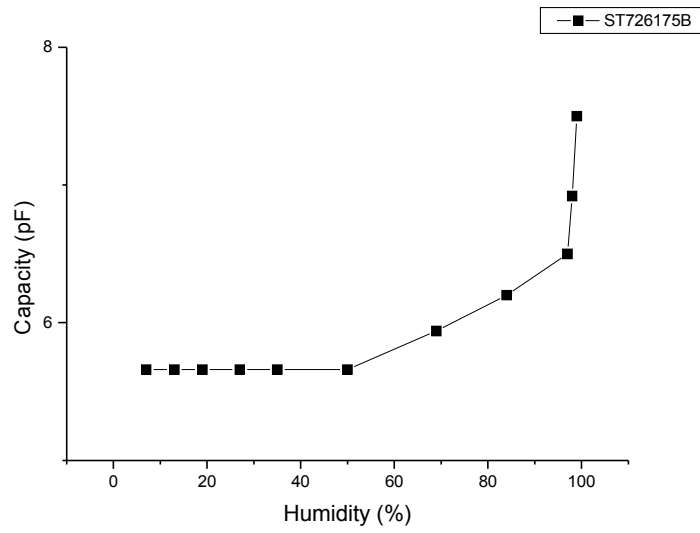


Figura 52. Gràfica sensor ST-726-175-b

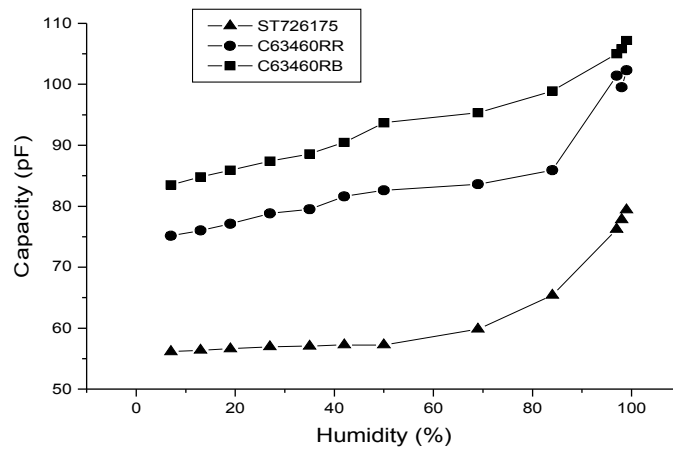


Figura 53. Gràfica amb sensors ST-726-175, C6-3460 RR, C6-3460 RB

7.2.2 Resultats experimentals amb sensors mesurats amb sistema de mesura

A continuació, vorem els resultats experimentals dels sensors variant la humitat dins del taper mitjançant la dissolució saturada amb les sals esmentades anteriorment. Aquests resultats són mesurats amb el sistema de mesura dissenyat en el projecte. Els sensors OD-175, C6-360 i el sensor ST-175-726-175-b de valoes de pocs picofaradis, no han sigut mesurats en el sistema dissenyat perquè l'error de mesura es massa gran. Els resultats són els següents,

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB
1			
2			
3			
4			
5			
6			
7			
8			
9,2	53,23 pF	78,09 pF	80,75 pF
10			
11			
12			
13			
14			
15			
16			
17			
18			
19			
20			
21			
22	54,06 pF	80,62 pF	87,23 pF
23			
24			
25			
26			

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB
27			
28			
29			
30			
31			
32			
33			
34			
35			
36			
37			
38			
39			
40			
41			
42			
43			
44			
45			
46			
47			
48			
49	55,86 pF	81,3 pF	91,8 pF
50			
51			
52			
53			
54			
55			
56			
57			
58			
59			
60			
61			
62			
63			
64	56,30 pF	81,29 pF	97,26 pF
65			
66			
67			
68			
69			
70			
71	62,56 pF	86,43 pF	97,92 pF
72			
73			
74			
75			
76			

humitat %	ST-726-175	C6-3460 RR	C6-3460 RB
78			
79			
80			
81			
82	66,12 pF	85,83 pF	100,39 pF
83			
84			
85			
86			
87			
88			
89			
90	69,02 pF	88,05 pF	101,14 pF
91			
92			
93			
94			
95			
96			
97			
97			
97,5			
97,7			
97,8			
97,9			
98			
98,2			
98,4			
98,5	80,06 pF	97,42 pF	108,54 pF
98,6			
98,7			
98,9			
99			

A continuació vorem les gràfiques de l'evolució de la capacitat dels condensadors mitjançant el canvi d'humitat.

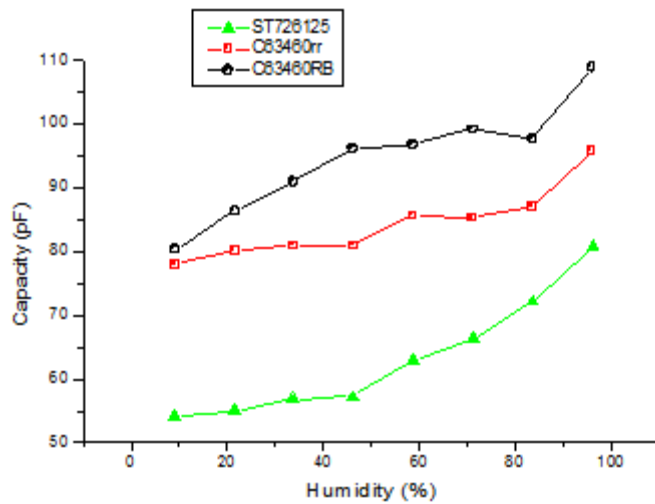


Figura 54. Gràfica amb sensors ST-726-175,C6-3460 RR,C6-3460 RB

8. CONCLUSIONS I FUTURES LÍNIES DE TREBALL

En el present treball s'ha dissenyat i implementat un sistema per a la mesura de la impedància de sensors capacitius mitjançant un microcontrolador. El seu disseny s'ha basat en una interfície directa sensor-microcontrolador, proposant així un nou sistema de mesura alternatiu a l'habitualment utilitzat, que consisteix en un circuit d'acondicionament del sensor. Els sensors que s'han utilitzat han estat trets d'un anterior projecte final de carrera d'un company de la Universitat Politècnica de València.

El sistema de mesura consisteix en la càrrega de la tensió dels sensors i la mesura del temps de descàrrega d'aquests, on els resultats són enviats a l'ordinador a través del port sèrie i visualitzats per Labview.

Després de dissenyar, implementar i verificar el sistema de mesura podem extreure les següents conclusions:

- El sistema de mesura és capaç de medir tota capacitat. Només en el cas de capacitats petites al voltant de trenta picofaradis cap a baix, els resultats no compleixen les expectatives esperades.
- El disseny del sistema és senzill. No requereix acondicionament dels sensors, fet que permet prescindir d'amplificadors operacionals i filtres que incrementarien el seu cost final.
- El programa en LabView permet monitoritzar els resultats.

A pesar ser un sistema de baix cost i disseny senzill, el sistema de mesura presenta aspectes millorables. Aquestes manques són la base de les futures línies de treball que es proposen a continuació:

- Dotar al sistema de mesura la realització de mesures en temps real.
- Dotar d'autonomia al sistema de mesura, tant en l'alimentació com en la transmissió/recepció de dades. Això suposa adaptar el sistema de mesura a alimentació amb bateria o piles.
- Reduir el seu consum configurant el microcontrolador de manera que pugui suspendre el seu funcionament entre mesures (funció d'apagat per inactivitat) o bé apagar-lo quan no es requereix el seu ús (funció sleep).
- Dissenyar un mètode de transmissió més ràpid per al enviament dels resultats obtinguts a l'ordinador. Aquest disseny es podria realitzar mitjançant USB o via Ethernet.

9. BIBLIOGRAFIA

- [1] Reverter F., Pallás-Areny R., Direct sensor-to-microcontroller interface circuits, Marcombo, (2005).
- [2] Microchip Technology Inc. *PIC16F87XA Datasheet* [en línia] [Consulta 12/11/2006] Disponible a: <http://www.microchip.com>
- [3] Lajara Vizcaíno J.R., Pelegrí Sebastiá, LABVIEW Entorno gráfico de programación, Marcombo(2007).
- [4] Temari assignatura processadors avançats, Escola Politècnica superior de Gandia.

10. ANNEX

```

#include <pic1687x.h>

unsigned int variable;
unsigned int p_alta_referencia, p_baixa_referencia, p_alta_referencia_1, p_baixa_referencia_1, p_alta_referencia_2,
p_baixa_referencia_2;
unsigned int p_alta_cox,p_baixa_cox,p_alta_cox_1,p_baixa_cox_1,p_alta_cox_2,p_baixa_cox_2;
unsigned int p_alta_parasits, p_baixa_parasits, p_alta_parasits_1, p_baixa_parasits_1, p_alta_parasits_2, p_baixa_parasits_2;
unsigned char dato=0;
unsigned int x,z;

void retardo1 (void)
{
unsigned char x, i;
for (x=10; x>0; x--)
{
for (i=10; i>0; i--){}
}
}

void retardo2 (void)
{
unsigned char a, b;
for (a=10; a>0; a--)
{
for (b=10; b>0; b--){}
}
}

void retardo3 (void)
{
unsigned char c, d;
for (c=100; c>0; c--)
{
for (d=100; d>0; d--){}
}
}

void retardo4 (void)
{
unsigned char e, f;
for (e=100; e>0; e--)
{
for (f=100; f>0; f--){}
}
}

void main (void){

INTEDG=0;
GIE=1;
TRISC=0x00;
TRISD=0x00;
T1CON=0X30;
TMR1H=0x00;

```

```

TMR1L=0x00;
//PORTC=0X0F;

//descarga condensadores

TRISB=0X00;
PORTB=0X00;
retardo4();
//carga condensador referencia
TRISB=0X80;
PORTB=0X01;
retardo1();
variable=0;
//descarga condensador referencia
INTE=1;
TRISB=0X81;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador Cox
TRISB=0X40;
PORTB=0X01;
retardo2();
variable=1;
//descarga condensador Cox
INTE=1;
TRISB=0X41;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador parasitos
TRISB=0XC0;
PORTB=0X01;
retardo1();
//descarga condensadores parasitos
variable=2;
INTE=1;
TRISB=0XC0;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();

```

////////////////////////////////////

```

//descarga condensadores 1
TRISB=0X00;
PORTB=0X00;
retardo4();
//carga condensador referencia 1
TRISB=0X80;
PORTB=0X01;
retardo1();
variable=3;
//descarga condensador referencia 1
INTE=1;
TRISB=0X81;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador Cox 1
TRISB=0X40;
PORTB=0X01;
retardo2();
variable=4;

```

```

//descarga condensador Cox 1
INTE=1;
TRISB=0X41;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador parasitos 1
TRISB=0XC0;
PORTB=0X01;
retardo1();
//descarga condensadores parasitos 1
variable=5;
INTE=1;
TRISB=0XC0;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();

////////////////////////////////////

//descarga condensadores 2

TRISB=0X00;
PORTB=0X00;
retardo4();
//carga condensador referencia 2
TRISB=0X80;
PORTB=0X01;
retardo1();
variable=6;
//descarga condensador referencia 2
INTE=1;
TRISB=0X81;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador Cox 2
TRISB=0X40;
PORTB=0X01;
retardo2();
variable=7;
//descarga condensador Cox 2
INTE=1;
TRISB=0X41;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();
//carga condensador parasitos 2
TRISB=0XC0;
PORTB=0X01;
retardo1();
//descarga condensadores parasitos 2
variable=8;
INTE=1;
TRISB=0XC0;
PORTB=0X00;
TMR1ON=1;
retardo3();

TRISD=PORTD=0x00; //PORTD salida
TRISC=0x80; //RC7/Rx entrada i RC6/Tx salida
RCSTA=0x80; //SPEN=1 i CREN=1
TXSTA=0x26; //SYNC=0, TXEN=1 i BRGH=1
SPBRG=25; //valor para 9600 baudios si BRGH=1

```

```

TXIE=1; //bits de PEIE
INTCON=0xC0; //GIE=PEIE=1
TXREG=13; //Empieza transmision: retorno carro

//PORTD=z;

while(1);
}
void interrupt descarga (void){

if (INTF==1) {

    if(variable==0){
        TMR1ON=0;INTE=0;
        INTF=0;
        p_alta_referencia=TMR1H;
        p_baixa_referencia=TMR1L;
        TMR1H=0x00;
        TMR1L=0x00;

    }

    if(variable==1){
        TMR1ON=0;INTE=0;
        INTF=0;
        p_alta_cox=TMR1H;
        p_baixa_cox=TMR1L;
        TMR1H=0x00;
        TMR1L=0x00;

    }

    if(variable==2){
        TMR1ON=0;INTE=0;
        INTF=0;

        p_alta_parasits=TMR1H;
        p_baixa_parasits=TMR1L;
        TMR1H=0x00;
        TMR1L=0x00;

    }
    //////////////////////////////////////

    if(variable==3){
        TMR1ON=0;INTE=0;
        INTF=0;
        p_alta_referencia_1=TMR1H;
        p_baixa_referencia_1=TMR1L;
        TMR1H=0x00;
        TMR1L=0x00;

    }

    if(variable==4){
        TMR1ON=0;INTE=0;
        INTF=0;
        p_alta_cox_1=TMR1H;
        p_baixa_cox_1=TMR1L;
        TMR1H=0x00;
        TMR1L=0x00;
        PORTD=p_baixa_cox_1;
        //while(1);

    }

    if(variable==5){
        TMR1ON=0;INTE=0;

```



```

INTF=0;
//PORTC=TMR1L;
//PORTC=p_baixa_referencia;
p_alta_parasits_1=TMR1H;
p_baixa_parasits_1=TMR1L;
TMR1H=0x00;
TMR1L=0x00;
}

////////////////////////////////////

if(variable==6){
TMR1ON=0;INTE=0;
INTF=0;
p_alta_referencia_2=TMR1H;
p_baixa_referencia_2=TMR1L;
TMR1H=0x00;
TMR1L=0x00;
}

if(variable==7){
TMR1ON=0;INTE=0;
INTF=0;
//PORTC=TMR1L;
//PORTD=TMR1L;
p_alta_cox_2=TMR1H;
p_baixa_cox_2=TMR1L;
TMR1H=0x00;
TMR1L=0x00;
}

if(variable==8){
TMR1ON=0;INTE=0;
INTF=0;
//PORTC=TMR1L;
//PORTC=p_baixa_referencia;
p_alta_parasits_2=TMR1H;
p_baixa_parasits_2=TMR1L;
TMR1H=0x00;
TMR1L=0x00;
}

}

if (TXIF==1)
PORTD=p_baixa_parasits;
//PORTD=p_baixa_cox;
//PORTD=p_baixa_parasits;
{ switch(dato)

{ case 0: TXREG=p_baixa_referencia; dato=1; break;
case 1: TXREG=p_alta_referencia; dato=2; break;
case 2: TXREG=p_baixa_cox; dato=3; break;
case 3: TXREG=p_alta_cox; dato=4; break;
case 4: TXREG=p_baixa_parasits; dato=5; break;
case 5: TXREG=p_alta_parasits; dato=6; break;
case 6: TXREG=p_baixa_referencia_1; dato=7; break;
case 7: TXREG=p_alta_referencia_1; dato=8; break;
case 8: TXREG=p_baixa_cox_1; dato=9; break;
case 9: TXREG=p_alta_cox_1; dato=10; break;
case 10: TXREG=p_baixa_parasits_1; dato=11; break;

```

```
case 11: TXREG=p_alta_parasits_1; dato=12; break;
case 12: TXREG=p_baixa_referencia_2; dato=13; break;
case 13: TXREG=p_alta_referencia_2; dato=14; break;
case 14: TXREG=p_baixa_cox_2; dato=15; break;
case 15: TXREG=p_alta_cox_2; dato=16; break;
case 16: TXREG=p_baixa_parasits_2; dato=17; break;
case 17: TXREG=p_alta_parasits_2; dato=18; break;
case 18: TXREG=13; dato=0; break;
} }
}
```