

## LLICÈNCIA:

(Creative Commons)

Aquest treball està subjecte - excepte que s'indiqui el contrari- en una llicència de Reconeixement-NoComercial-SenseObraDerivada 2.5 Espanya de Creative Commons. Podeu copiar-lo, distribuir-los i transmetre'ls públicament sempre que citeu l'autor i l'obra, no es faci un ús comercial i no es faci còpia derivada. La llicència completa es pot consultar en <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/2.5/es/deed.es>.

# UNIVERSIDAD OBERTA DE CATALUNYA

## Enginyeria Tècnica de Telecomunicació

### Disseny analògic i digital d'un controlador de disc dur

Alumne: Llorenç Garriga Sancho

Dirigit per: Asier Ibeas Hernández

CURS 2010-11 (Setembre/Febrer)

**'learning is a bridge between knowledge and experience.'**

## **Dedicatòria i agraïments**

Dedicat a la Nuri que durant tots aquests anys ha suportat dies de solitud amb molta comprensió.

Als meus fills que més d'una vegada no han trobat en mi aquell que sempre està escoltant.

Amb tot l'agraïment a l'Asier que ha estat sempre vigilant perquè les coses sortissin com han de ser.

## Resum

Els discs durs són uns elements que han anat incorporant-se als dispositius electrònics com a dispositiu d'emmagatzemament. La seva capacitat va augmentant ràpidament i sembla que es plantegen novetats a curt termini.

En aquest treball es fa un estudi del control dels discs durs, partint d'un model simplificat i que serveix per avaluar les diferents formes de control existents.

En primer lloc s'estudien els sistemes de control en general i es particularitza als de disc dur. S'analitza el seu comportament d'acord amb el model donat i es planteja un control de tipus PID per a millorar la resposta del sistema realimentat. Es fa l'estudi i la seva implementació tant en mode analògic, mitjançant amplificadors operacionals, com en mode digital, emprant un microcontrolador.

Es fan les simulacions de les implementacions analògica i digital, amb eines basades en PC per comprovar els resultats teòrics obtinguts. En concret s'han emprat les eines TINA-TI de Texas Instruments i MPLAB de Microchip, havent realitzat un estudi de les mateixes abans d'utilitzar-les per a la comprovació de resultats.

També s'ha treballat amb el llenguatge de programació C per fer la implementació digital.

En definitiva, el treball abasta un ampli ventall de matèries vistes durant la carrera, des d'un sistema electromecànic, el seu equivalent electrònic i la seva implementació amb amplificadors operacionals o bé amb microcontrolador i el disseny, implementació i comprovació d'un controlador PID que compleixi unes característiques determinades.

# Índex de continguts

<b>Capítol 1. Introducció</b>	4
1.1 Justificació, punt de partida i aportació	4
1.2 Objectius	5
1.3 Planificació del Projecte	6
1.4 Incidències i Riscos. Pla de Contingències	9
1.5 Material	9
1.6 Breu descripció dels altres capítols	10
<b>Capítol 2. Estudi dels Sistemes de Control</b>	11
2.1 Sistema de control per a disc dur	12
2.2 Avaluació del comportament d'un Sistema de control	14
2.3 Avaluació del sistema de control per a disc dur	16
<b>Capítol 3. Disseny del controlador PID</b>	18
3.1 PID, modes d'acció i la seva selecció	19
3.2 Ajustament dels paràmetres PID	19
3.3 Càlcul del PID	21
<b>Capítol 4. Implementació analògica del PID</b>	26
4.1 Implementació per parts	26
4.2 Simulació del circuit dissenyat	31
<b>Capítol 5. Implementació digital</b>	37
5.1 Discretització	38
5.2 Algorisme del controlador PID digital	39
5.3 Elecció de microcontrolador	40
5.4 Implementació del PID amb codi C	41
5.5 Simulació i prova de resultats	42
5.6 Comparació de les alternatives	43
<b>Capítol 6. Valoració econòmica</b>	44
<b>Capítol 7. Conclusions</b>	45
7.1 Futurs treballs	45
<b>Capítol 8. Glossari</b>	46
<b>Capítol 9. Bibliografia</b>	48
<b>Capítol 10 Annexos</b>	50

## Índex de figures

1.1: Idealització esquemàtica d'un disc dur	4
1.2: Gràfic de Precedències	7
1.3: Diagrama de Gantt del projecte	8
2.1: Control llaç obert vs. control llaç tancat	11
2.2: Sistema de control llaç tancat per a disc dur	13
2.3: Diagrama de bloc del model de disc dur	13
2.4: Estructura bàsica d'un sistema de control realimentat	15
2.5: Paràmetres de la resposta a l'esglaó unitari	15
2.6: Respostes a l'entrada esglaó unitari	16
2.7: Diagrama de Nyquist per diferents valor de $K_a$	17
3.1: Sistema controlat per PID	18
3.2: Resposta esglaó de primer ordre	20
3.3: LGA de la planta	21
3.4: Resposta al esglaó unitari del sistema compensat	22
3.5: Ampliació de les respostes per diferents parelles de valors	23
3.6: Resposta al Esglaó del nou sistema compensat	24
3.7 Ampliació zona en verd	24
4.1. Regulador PID en format paral·lel	24
4.2. Controlador proporcional fet amb Amplificador Operacional (AO)	26
4.3. Controlador integral fet amb AO	26
4.4. Controlador derivatiu fet amb AO	27
4.5. Circuit general del controlador PID	28
4.6. Filtre passiu passa-baixos	28
4.7: Circuit que simula la planta $G(s)$	32
4.8 Resposta teòrica de la planta	32
4.9 Resposta del circuit electrònic	33
4.10 Circuit electrònic de la planta compensada i amb realimentació	33
4.11: Resposta a l'esglaó del circuit complet	33
4.12 Circuit electrònic amb controlador PI	34
4.13 Resposta a l'esglaó del circuit complet amb controlador PI	35
4.14 Resposta calculada a l'esglaó del circuit complet amb controlador PI	37
5.1 Diagrames de blocs de bucles de control discretitzat	39
5.2 Controlador PID en funció d'instants de temps	41
5.3 Controlador PID en funció de la variable $z$	41
5.4 Escalat de les famílies de PICs	42
5.5 Resposta del PID+planta amb MATLAB i amb C	43
5.6 Error entrada / sortida	43

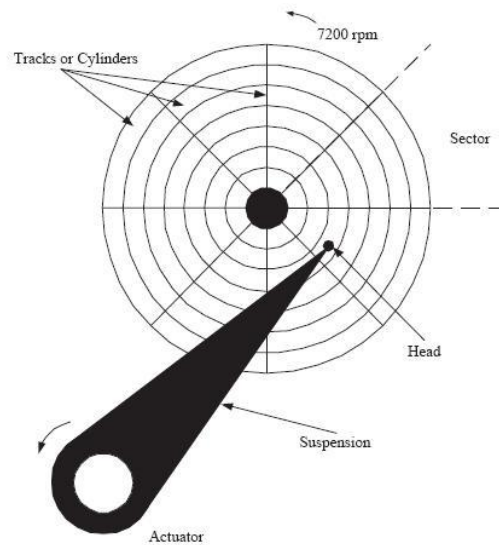
## Capítol 1. Introducció

Quan fa uns trenta anys les empreses pioneres de la indústria de la informàtica van llançar al mercat el primer PC, poc es podien pensar els increïbles avenços que la indústria dels ordinadors ha fet en aquests últims anys amb els processadors súper ràpids, memòries d'estat sòlid massiu i discs durs. Algunes de les decisions bàsiques que es varen fer en l'arquitectura dels ordinadors, tant en hardware com en software, han deixat a la indústria amb limitacions inherents. Una d'aquestes limitacions està impactant la indústria del emmagatzematge avui: l'habilitat d'adreçar discs durs amb capacitat de més de 2,1 TB [1].

Un **disc dur** (en anglès *Hard Disk Drive* o **HDD**) és un dispositiu d'emmagatzemament no volàtil. S'hi guarden grans quantitats de dades digitals en la superfície magnetitzada dels diversos discs (*platter*) que conté, els quals giren a gran velocitat.

En un disc dur les dades s'escriuen en i es llegeixen des d'un disc rotatori cobert amb una capa prima, magnètica (suport d'enregistrament). El disc rota a gran velocitat mogut per un motor axial. Els bits de dades s'organitzen en cercles concèntrics anomenats pistes (*Tracks*). Les dades són escrites o llegides magnèticament per un capçal (*Head*) de lectura / escriptura radial. Un motor és l'encarregat del moviment del braç que conté el capçal.

Les característiques principals d'un disc dur són la seva capacitat d'emmagatzematge (actualment d'uns quants gigabytes (GB) a un terabyte (TB)), la velocitat de transferència (*throughput*, en MB/s), i el temps d'accés (en ms), que alhora ve condicionat per la velocitat de rotació (rpm o rotacions per minut).



**Figura 1.1: Idealització esquemàtica d'un disc dur**

El braç es mou utilitzant una bobina de veu (*voice coil motor*, VCM) o un actuador (en els dissenys més antics, un motor de pas a pas).

El disc dur té dos problemes de control ben reconeguts i que han estat definits com: aconseguir la posició desitjada (*track-seeking*) [2] i mantenir-se en ella davant la presència d'incerteses (*track-following*) [3].

### 1.1 Justificació, punt de partida i aportació

El Treball fi de carrera (TFC) és una assignatura que està pensada per a realitzar un treball de síntesi dels coneixements adquirits en altres assignatures de la carrera i que requereixi posar-los en pràctica conjuntament en un treball concret.

El que es proposa en aquest treball és dissenyar un sistema de control per a un disc dur tant des d'un punt de vista teòric com pràctic.

Partint del model simplificat del disc dur i del sistema de control en llaç tancat, presentats en la Introducció de l'enunciat, dissenyarem un controlador que compleixi els següents objectius:

- Que no exhibeixi sobrepic al transitori.
- Que el temps d'establiment sigui el més petit possible, és a dir, que arribi a la posició desitjada al més aviat possible.
- Que l'error davant una entrada graó en el permanent sigui zero, és a dir, que aconseguixi la posició desitjada amb error zero en absència de perturbacions.

També es recomana partir d'un control de tipus PID, encara que qualsevol altra estructura de control serà vàlida. Una vegada obtingut el controlador se simularà el funcionament del sistema en llaç tancat i es comprovarà que els objectius plantejats es compleixen. A continuació, procedirem al disseny de la implementació del controlador tant en la seva variant analògica com digital, que conformen la part pràctica.

S'haurà completat un procés de disseny i implementació d'un sistema de control per a un disc dur.

Tal i com està plantejat aquest TFC, no es preveu aportar grans novetats en la matèria tractada, ja que el que es pretén és sintetitzar coneixements assolits durant la carrera, encara que com pot passar a vegades, no es descarta aprofundir en algun punt que representi una aportació a destacar.

## 1.2 Objectius

Com assignatura final d'una carrera aquest Treball Final de Carrera tindrà uns objectius generals de l'assignatura i uns altres de particulars que fan referència al Treball concret.

Com a objectius específics els trobem definits en l'enunciat i es resumeixen en els següents:

- Dissenyar un sistema de control per a un disc dur a partir d'una estructura de tipus PID per al controlador.
- Implementar la funció de transferència d'un controlador en la variant analògica. Validar el PID.
- Dissenyar el circuit analògic.
- Validar el disseny analògic per mitjà de simulació.
- Implementar la funció de transferència d'un controlador en la forma d'un circuit electrònic com un algorisme discret executat en un PIC.
- Validar el disseny digital per mitjà de simulació.

Com a objectius generals de l'assignatura podem tenir:

- Analitzar un problema complex duen a terme la seva realització pràctica.
- Planificar i estructurar el desenvolupament d'un projecte mitjançant l'elaboració d'un Pla de Treball aplicant una metodologia correcta.
- Elaborar una memòria del projecte segons una estructura prefixada.
- Preparar i fer una presentació del desenvolupament i resultats finals del projecte.
- Posar en pràctica tota la sèrie de coneixements assolits durant la carrera i resumits en aquest treball.



### 1.3 Planificació del Projecte

En aquest apartat es fa una planificació de les diferents tasques a dur a terme tenint en compte el temps disponible, els objectius i les dates fixades per al lliurament de les diferents activitats.

Es preveu una dedicació de 260 hores aproximadament fruit del temps disponible i del calendari prefixat. Aquest temps es repartirà en les diferents tasques que es presenten en el quadre següent i en el que s'indiquen les fites definides.

Al quadre que es presenta a continuació, es detallen les tasques a realitzar i s'intercalen les fites més importants.

**Taula 1.1: Tasques i Fites**

TASCA/FITA	DESCRIPCIÓ	HORES	PREC.
TASCA 1 (T1)	Estudi d'abast. Anàlisi del Pla d'estudis i de l'enunciat del projecte. a) Descàrrega de documentació relacionada. Recerca de bibliografia i documentació. b) Redacció del Pla de treball.	10h	
FITA 1	Assistència a la Trobada Presencial	30/09	
FITA 2	Lliurament de la PAC1	05/10	
TASCA 2	Recopilació d'informació i inici de redacció del capítol "Introducció"	9h	T1
TASCA 3	Completar l'anàlisi de requeriments d'acord amb la documentació recollida i les correccions de la PAC1 fetes pel consultor.	9h	T2
TASCA 4	Repàs de Matlab/Scilab i simulació del comportament del disc dur	12h	
TASCA 5	Recopilació d'informació i estudi dels controladors PID	8h	
TASCA 6	Disseny del controlador PID	10h	T3,T4,T5
TASCA 7	Comprovació del sistema en llaç tancat	4h	T4,T6
TASCA 8	Redacció dels capítols "Estudi dels Sistemes de Control" i "Disseny del controlador PID"	7h	T6,T7
TASCA 9	Implementació analògica del controlador. Implementar la funció de transferència predefinida con a circuit analògic	8h.	T6
FITA 3	Lliurament preliminar PAC2	02/11	
TASCA 10	Disseny del circuit electrònic amb funció de transferència del controlador	6h	T6
TASCA 11	Estudi de l'eina TINA de Texas Instrument.	10h	
TASCA 12	Simulació del circuit electrònic dissenyat	4h	T10,T11
TASCA 13	Redacció del capítol "Implementació analògica"	10h	T9,T12
TASCA 14	Revisió modificacions lliurament preliminar PAC2	2h	T13
FITA 4	Lliurament PAC2	09/11	
TASCA 15	Implementació digital del controlador. Discretització del controlador.	6h	T6
TASCA 16	Representació com a equació en diferències	5h	T15
TASCA 17	Elecció del PIC o dsPIC	11h	
TASCA 18	Estudi de la programació del PIC	12h	T17
TASCA 19	Programació del controlador	18h	T16,T18
TASCA 20	Estudi de l'eina MPLAB de Microchip.	12h	

TASCA/FITA	DESCRIPCIÓ	HORES	PREC.
TASCA 21	Simulació de la implementació digital del controlador	11h	T19,T20
<b>FITA 5</b>	<b>Lliurament preliminar PAC3</b>	<b>14/12</b>	
TASCA 22	Redacció del capítol "Implementació digital"	13h	T21
TASCA 23	Revisió modificacions lliurament preliminar PAC3	2h	T22
<b>FITA 6</b>	<b>Lliurament PAC3</b>	<b>21/12</b>	
TASCA 24	Redacció dels capítols "Comparativa d'alternatives" i "Conclusions i ampliacions"	11h	T13,T22
TASCA 25	Redacció del capítols "Glossari de termes" i "Bibliografia"	5h	T24
TASCA 26	Preparació del vídeo de presentació	30h	T8,T25
<b>FITA 7</b>	<b>Lliurament FINAL (preliminar)</b>	<b>07/01</b>	
TASCA 27	Correcció i finalització de la documentació del Lliurament FINAL	5h	T8,T25
<b>FITA 8</b>	<b>Lliurament FINAL</b>	<b>17/01</b>	
TASCA 28	Preparació Debat	10h	T27
<b>FITA 9</b>	<b>Debat (inici-final)</b>	<b>02/02-04/02</b>	

Segons les tasques descrites i les precedències que es defineixen en cadascuna d'elles, podem visualitzar-les d'una manera més intuïtiva amb el següent gràfic:

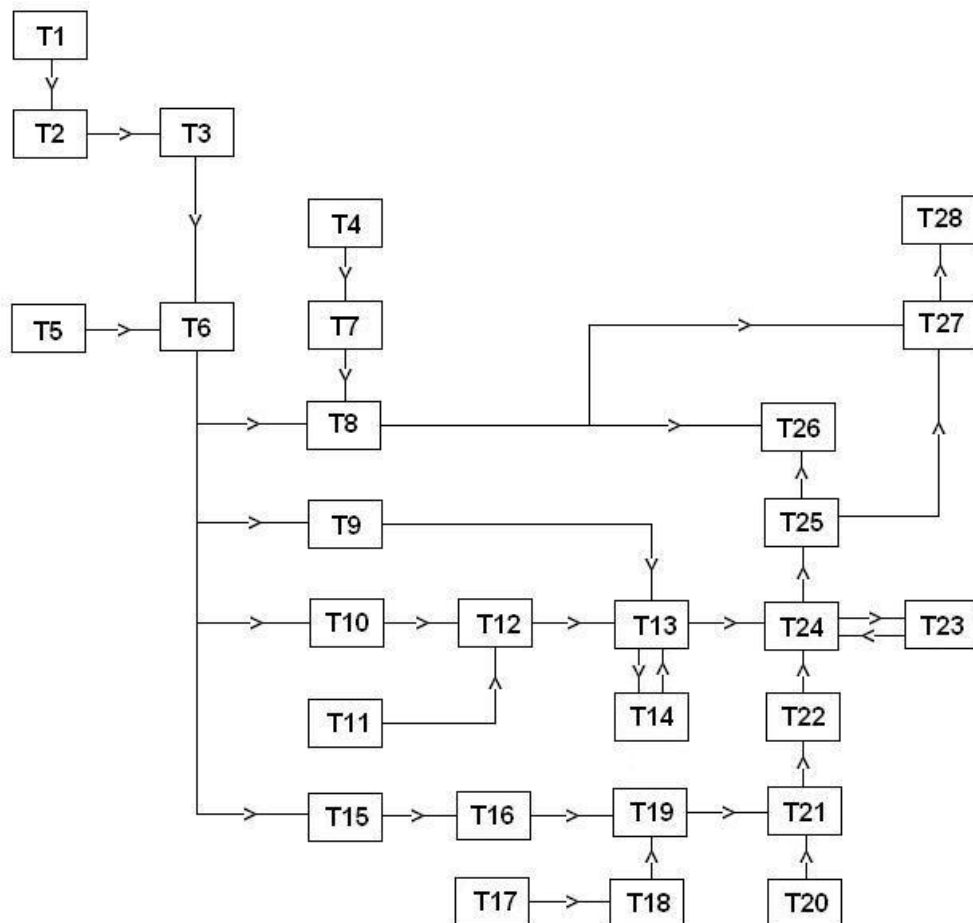


Figura 1.2: Gràfic de Precedències

El següent diagrama de Gantt presenta de forma gràfica les tasques i fites que s'indiquen en la Taula 1.1, permeten obtenir les dates concretes de cada activitat, donat que el projecte està realitzat per una sola persona. Es preveu dedicar una mitjana de 14 a 15 hores setmanals depenent del temps de què es disposi.

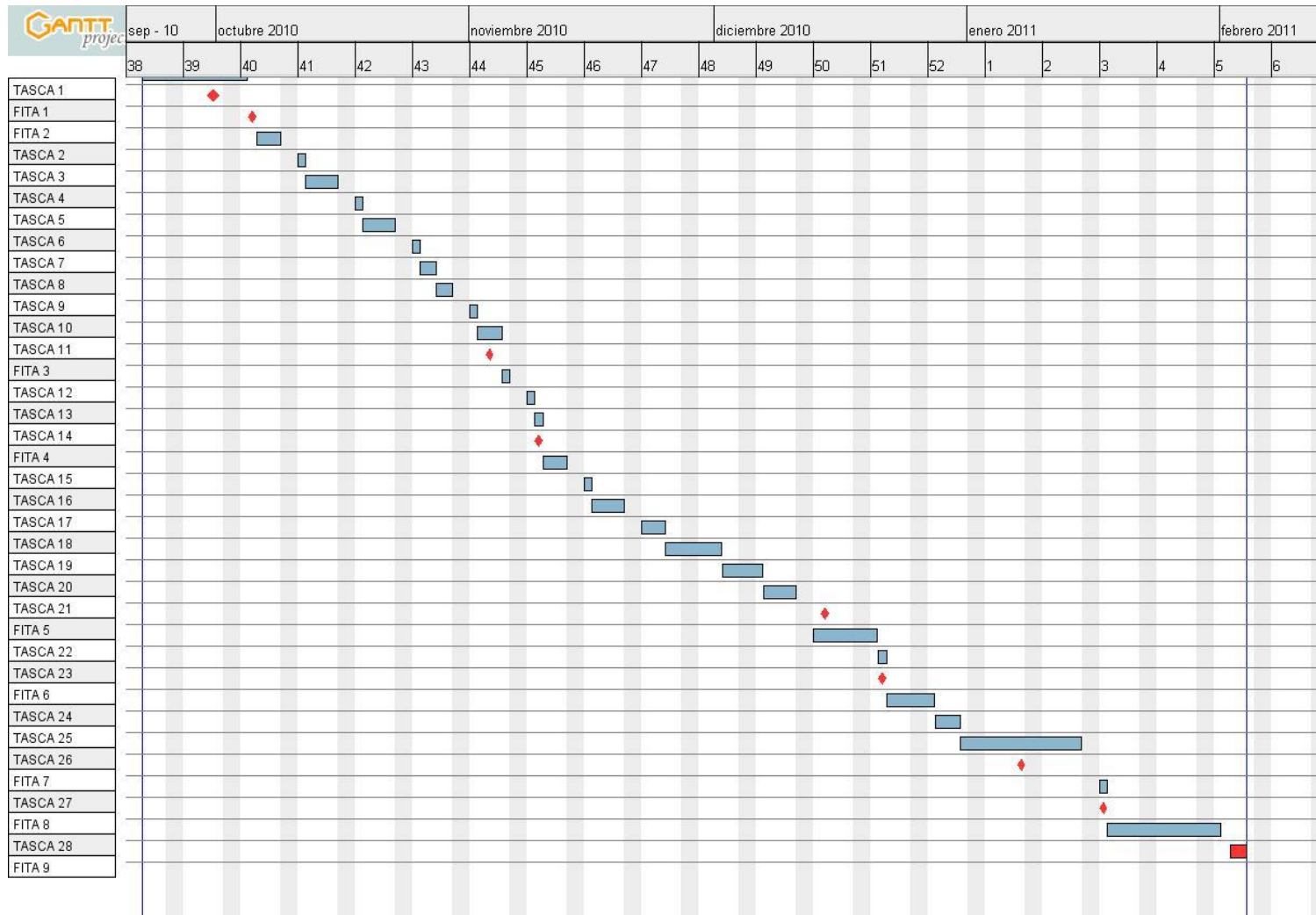


Figura 1.3: Diagrama de Gantt del Projecte

## 1.4 Incidències i Riscos. Pla de Contingències

En principi i dins del calendari definit, no es té constància de cap esdeveniment que interfereixi el calendari definit, pel que es consideren les següents incidències o riscos:

**Taula 2. Incidències i Riscos**

<b>Incidències i riscos</b>	<b>Pla de contingències</b>
<b>1. Avaria del punt de treball</b>	A part del punt de treball instal·lat a casa, a la feina es disposa d'un punt de treball amb tota la instal·lació feta, de totes maneres també es disposa d'un ordinador portàtil amb tota la instal·lació que s'emprarà en possibles desplaçaments o caps de setmana de sortida amb la família.
<b>2. Desviament de les dates previstes</b>	Es preveu fer una actualització cada setmana amb el fi de poder corregir les possible desviacions de dates.
<b>3. Viatges per motiu laborals</b>	Si bé en principi no hi ha viatges previstos, es disposa de la possibilitat de restituir els dies que es pugui estar fora per motius de feina sense tenir que demanar res especial.
<b>4. Altres motius.</b>	A no ser que siguin de força major, s'aplica el punt 2.

Durant tot el projecte s'han anat acumulant retards, fins al lliurament de la primera PAC s'era conscient que s'havia estat una mica optimista en la planificació per quadrar els temes amb els lliuraments, i si bé es va aplicar el pla de contingència per recuperar els dies de retard, la incidència que va comportar més problemes va ser que es va espatllar l'ordinador de treball i es va suplir per un de nou, pel que s'han anat arrossegant sempre entre 20 i 25 hores de retard, que finalment han influït una mica en el lliurament final.

## 1.5 Material

El material necessari per poder realitzar el projecte es compon de maquinari i programari:

Maquinari:

Punt de treball estàndard de la UOC

- Sobremesa HP, Processador AMD Athlon (tm) II X3 440, 4GB RAM

Connexió a Internet tipus ADSL

A més a més es disposa d'un portàtil i el punt de treball de la feina per suplir possibles contingències.

Programari

- Software específic:

- Scilab. Llenguatge de programació d'alt nivell lliure per al càlcul científic.

- Matlab. Llenguatge de programació d'alt nivell propietari per al càlcul científic. Es disposa de la versió estudiant i al no estar completa es complementa amb l'anterior.

- TINA-TI. Programa de simulació analògica per a la simulació de circuits.

- MPLAB IDE. És un entorn per tal de seleccionar microcontroladors, realitzar la programació, compilació i simulació.
- Camtasia. Programari per a la captura i edició de vídeos.
- Software d'espectre general: MicrosoftOffice 2000

## 1.6 Estructura de la memòria

A continuació comentaré, de forma resumida, el contingut de la resta de la memòria.

Al capítol 2 es defineix que és un sistema de control i es parla de les parts importants i de la seva classificació. S'estudia el disc dur com a sistema, s'obté la seva funció de transferència. Es parla de com s'avalua un sistema de control en general i es passa a avaluar el comportament del disc dur amb la resposta a l'esglaió unitari i criteri de Nyquist per al sistema realimentat.

Al capítol 3 es dissenya un controlador PID. Es defineix què és i es presenta la seva funció de transferència. Es defineixen els paràmetres del PID, els modes de treballar i com s'ajusten aquests paràmetres. Es parla dels dos mètodes de Ziegler-Nichols i es fan els càlculs de paràmetres així com també es parla d'altres mètodes d'ajust. Finalment es comproven els resultats obtinguts.

Al capítol 4 s'implementa el PID en la seva forma analògica. Es busca un circuit electrònic de comportament equivalent al sistema electromecànic que és el disc dur i se simula el circuit per comparar-lo amb la resposta teòrica del sistema. Es dibuixa el circuit complet i es fa la simulació. Es comenten els resultats que difereixen una mica dels esperats i es valora el control amb un controlador PI, donat que la part derivativa no és realitzable de forma pura i molta documentació desaconsella la seva utilització.

Al capítol 5 es fa la implementació digital del PID. Es parla de la discretització per passar el controlador PID calculat a la seva forma digital i s'obté l'equació en diferències que el representa. Es presenta un algorisme del controlador PID digital i es fa la selecció del microcontrolador a utilitzar. S'empra un llenguatge d'alt nivell com el C per implementar el PID digital, es compila i es comprova mitjançant la simulació amb l'MPLABSIM

Al capítol 6 es fa una petita valoració econòmica del projecte, si ve no s'ha arribat a materialitzar res i ha estat tot fet per simulació.

Finalment el capítol 7 resumeix les conclusions i futures vies per continuar.

## Capítol 2. Estudi dels Sistemes de Control

Per començar centrarem una mica el tema. Introduïrem els termes de Sistema i Control el que ens ajudarà a centrar una mica més l'objectiu del projecte.

Un **Sistema** és un arranament de components físics connectats o relacionats de tal manera que formen o actuen com una unitat sencera.

La paraula **Control** generalment s'empra per a designar regulació, direcció o comandament, i combinant aquestes definicions podem dir que :

Un **Sistema de Control** és un arranament de components físics connectats de tal manera que es puguin comandar, dirigir o regular a sí mateix o a altres sistemes [4]. Normalment el terme s'empra quan es vol comandar altres sistemes.

Enginyeria de control és la disciplina d'enginyeria que es centra en el modelatge d'una àmplia gamma de sistemes dinàmics i el disseny de controladors que farà que aquests sistemes es comportin de la manera desitjada. Tot i que els controladors no tenen perquè ser electrònics molta part d'enginyeria de control és sovint vista com un subcamp de l'enginyeria elèctrica.

L'enginyeria de control té una àmplia gamma d'aplicacions, des del vol i sistemes de propulsió dels avions comercials al control de velocitat presents en molts automòbils moderns. En la majoria dels casos, els enginyers de control utilitzen de realimentació en el disseny dels sistemes de control.

Per ajudar a identificar i definir els Sistemes de Control hi ha dos termes importants que són l'entrada i la sortida. Entenem com a **entrada** ( $r$ ) l'estímul o excitació que s'aplica a un Sistema de Control de forma externa. La **sortida** ( $y$ ) és la resposta que s'obté del Sistema. El Sistema de Control modifica el senyal d'entrada i generant l'entrada al Sistema ( $u$ ). Els Sistemes de Control poden tenir més d'una entrada o sortida. El propòsit per al que està destinat al Sistema de Control generalment determina o defineix les entrades i sortides, i determina la naturalesa dels components del Sistema.

Els Sistemes de Control es classifiquen en dues grans categories, que són Sistemes de Control de llaç obert i Sistemes de Control de llaç tancat. El Sistema de Control de **llaç obert** és aquell en el que l'acció de control és independent de la sortida. El Sistema de Control de **llaç tancat** és aquell en el que l'acció de control és en certa manera dependent de la sortida i es coneixen com Sistemes de Control amb Realimentació.

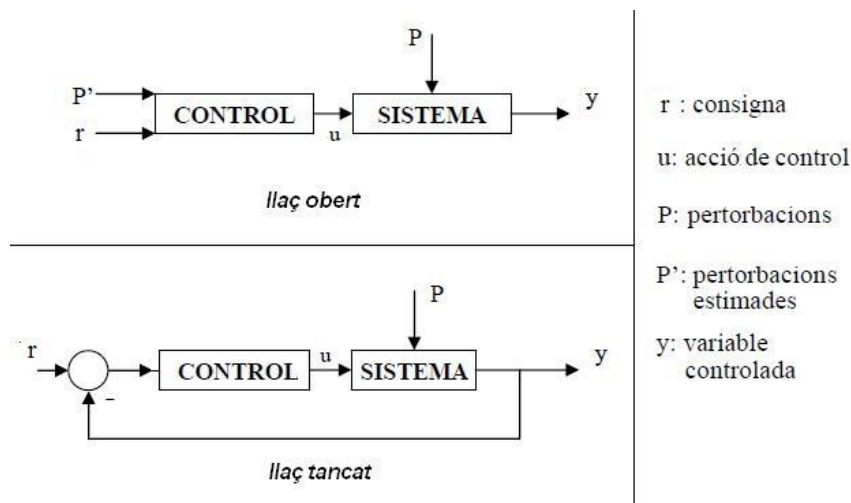


Figura 2.1: Control llaç obert vs. control llaç tancat

Els Sistemes de Control de llaç obert tenen dues característiques principals:

1. L'habilitat que tenen per executar una acció amb exactitud està determinada pel seu calibratge, és a dir la relació establerta entre l'entrada i la sortida, que es pot fixar gràcies a la presència d'un element anomenat controlador i que dissenyem nosaltres.
2. Aquests Sistemes només tenen el seu servei per a controlar sistemes estables. No serveixen per a controlar sistemes inestables.

En quant a la Realimentació es diu que existeix en un sistema quan existeix una seqüència tancada de relació causa-efecte entre les variables del sistema. Un exemple pot ser un sistema de calefacció que està realimentat negativament, ja que si la temperatura excedeix la desitjada, que seria el senyal d'entrada, la realimentació fa que la calefacció s'apagui o baixi de potència (sortida), mentre que si no hi arriba augmentarà de força o seguirà funcionant.

La presència de la realimentació comporta una sèrie de propietats al sistema:

1. Incrementa l'exactitud.
2. Redueix la sensibilitat de la relació sortida-entrada a variacions de paràmetres i altres variables del sistema.
3. Redueix efectes de no linealitat.
4. Redueix efectes de perturbacions externes i sorolls.
5. Incrementa l'amplada de banda del sistema i fa al llac tancat capaç de ser estable.

Els Sistemes de Control també poden ser classificats segons els senyals que processen i per tant podem tenir **Sistemes de Control de temps continu** o **Sistemes de Control Analògics**, que contenen o processen només senyals i components de temps continu o analògics, i **Sistemes de Control de temps discret** o **Sistemes de Control Digitals**, que tenen senyals o components de temps discret. Els **Sistemes Híbrids** són sistemes que estan compostos per la unió dels dos anteriors.

Els problemes d'enginyeria de Sistemes de Control consisteixen en l'anàlisi i el disseny de les configuracions dels Sistemes de Control.

Anàlisi és la investigació de les propietats d'un sistema existent. El problema de disseny és l'elecció i arranjamant dels components del sistema per realitzar una tasca específica. Es pot dissenyar per anàlisi o per síntesi. El disseny per anàlisi es fa per la modificació de les característiques de la configuració d'un sistema existent o estàndard i el disseny per síntesi definint la forma del sistema directament a partir de les seves especificacions.

El que es proposa en aquest treball és dissenyar un sistema de control per a un disc dur, tant des d'un punt de vista teòric com pràctic.

## 2.1 Sistema de control per a disc dur

Com ja s'ha explicat, el model de disc dur consisteix en una bobina coneguda com bobina de veu (VCM) connectada a un braç en moviment de rotació, actuant com una biga de càrrega, que a la seva punta té el capçal d'escriptura/lectura.

El control d'entrada és una tensió  $U$  que passa a través d'un amplificador de corrent per al VCM i la sortida és la posició del capçal sobre les pistes. El model del disc dur es pot descriure matemàticament per les següents equacions electromecàniques que el regeixen [5]:

$$K_m \cdot i = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.1)$$

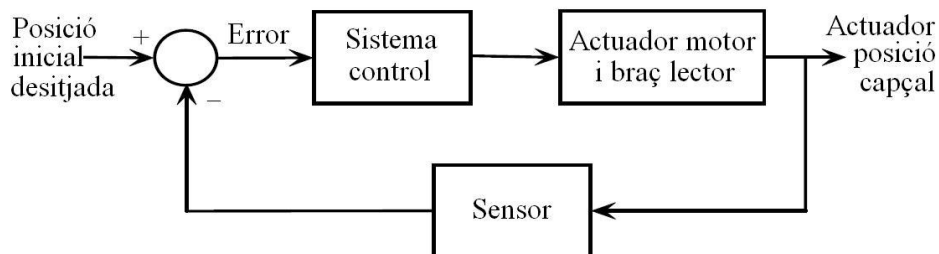
$$U = R \cdot i + L \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

on  $\theta$  és la posició angular del capçal,  $i$  és el corrent elèctric que circula per la bobina,  $K_m$  és la constant de torsió del braç del capçal,  $R$  és la resistència de la bobina,  $L$  és la inductància de la bobina,  $J$  és el moment d'inèrcia de la massa de l'actuador o braç i  $B$  és el coeficient de fricció dels coixinets del motor i l'eix del braç.

Si apliquem la transformada de Laplace al sistema d'equacions anteriors, resulta que la relació sortida ( $\theta$ ) / entrada ( $U$ ), és a dir, la funció de transferència que descriu el capçal i que denotarem per  $G(s)$  és:

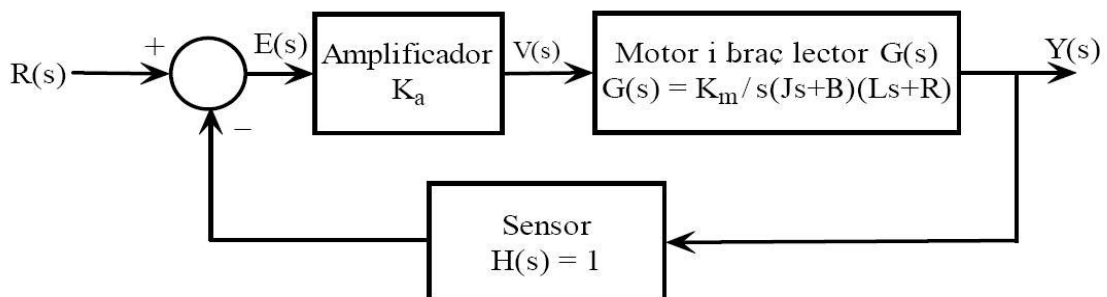
$$G(s) = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{K_m}{s(Js + B)(Ls + R)} \quad (2.3)$$

Com s'ha comentat abans, el sistema de control serà de llaç tancat que correspon a un diagrama en la forma:



**Figura 2.2: Sistema de control llaç tancat per a disc dur**

El senyal d'error de la Fig. 2.2 es proporciona llegint l'error a partir d'un índex de pista pregravat. Assumint una lectura del capçal acurada, el sensor tindrà una funció de transferència  $H(s) = 1$ . Si considerem, en un inici, que el Sistema de control és un amplificador proporcional  $K_a$ , tindrem un model del sistema de disc dur com el que es presenta en el següent diagrama de bloc [6]:



**Figura 2.3: Diagrama de bloc del model de disc dur**

A la taula 2.1 podem veure els paràmetres típics per al sistema de disc dur [7] presentat anteriorment i que també coincideix amb el que s'indica a l'enunciat.



**Taula 2.1: Paràmetres típics per a un disc dur**

Paràmetre	Símbol	Valor típic
Moment d'inèrcia de la massa de l'actuador o braç	$J$	1 N.m.s <sup>2</sup> /rad
coeficient de fricció dels coixinets del motor i l'eix del braç	$B$	20 kg/m/s
constant de torsió	$K_m$	5 N.m/A
Resistència de la bobina	$R$	1 $\Omega$
Inductància de la bobina	$L$	1 mH
Amplificador	$K_a$	10 - 1000

Tots els paràmetres de la taula anteriors estan expressats en el Sistema d'Unitats Internacional (SI) i només el paràmetre de la inductància està expressada amb un submúltiple. Si substituïm els paràmetres en la funció de transferència descrita en (2.3) tindrem:

$$G(s) = \frac{5}{s(s+20)(0,001s+1)} = \frac{5000}{s(s+20)(s+1000)} \quad (2.4)$$

i si considerem el model de control en llaç tancat presentat a la figura 2.3 tindrem que:

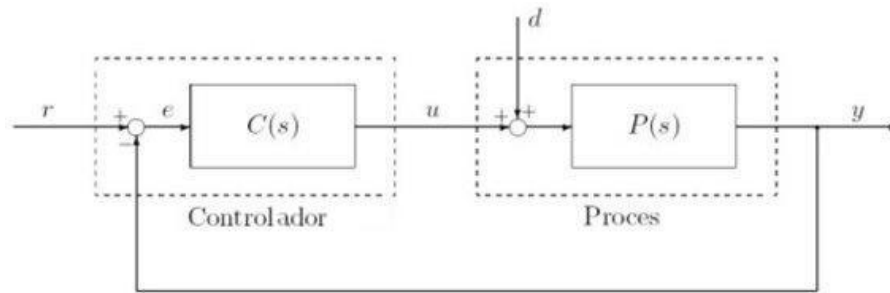
$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{K_a G(s)}{1 + K_a G(s)} = \frac{5000 K_a}{s^3 + 1020 s^2 + 20000 s + 5000 K_a} \quad (2.5)$$

on  $R(s)$  i  $Y(s)$  són l'entrada i sortida del sistema respectivament. l'equació 2.5 mostra com es calcula el llaç tancat a partir del sistema original i el controlador [4].

## 2.2 Avaluació del comportament d'un Sistema de control

Un dels supòsits més bàsics emprats en els mètodes de disseny que aplicarem és la "linealitat". En la teoria de sistemes, en general és d'esperar que l'aproximació a la linealitat es manté certa per un rang reduït de variables, mentre que l'error d'aproximació s'incrementa a mesura que s'incrementa el rang. La suposició de linealitat s'ha emprat àmpliament, en primer lloc perquè és difícil establir un mètode general pràcticament manejable sense aquest supòsit. En segon lloc perquè l'experiència demostra que els resultats de dissenys treballen aproximadament bé per a molts processos, i tercer perquè els resultats obtinguts del treball d'escriptori es troben en tot cas, insuficients, de manera que l'ajust de prova i error en els processos reals és sempre necessari i la propietat de no linealitat es pot considerar en aquest procés.

Els sistemes de control són avaluats, en la pràctica normal, per la seva "resposta d'establiment a l'esglaó unitari" i "resposta a una pertorbació d'esglaó unitari. La resposta d'establiment a l'esglaó unitari és la resposta de la variable del procés  $y(t)$  quan  $r(t)$  és una funció esglaó unitari i la pertorbació  $d(t)$  es manté en repòs. En la resposta a la pertorbació d'esglaó unitari és l'entrada  $r(t)$  la que es manté en repòs mentre tenim un esglaó unitari com a senyal de pertorbació  $d(t)$ . Es poden veure els senyals indicats a la representació en diagrama de blocs que presenta la figura 2.4:



**Figura 2.4: Estructura bàsica d'un sistema de control realimentat**

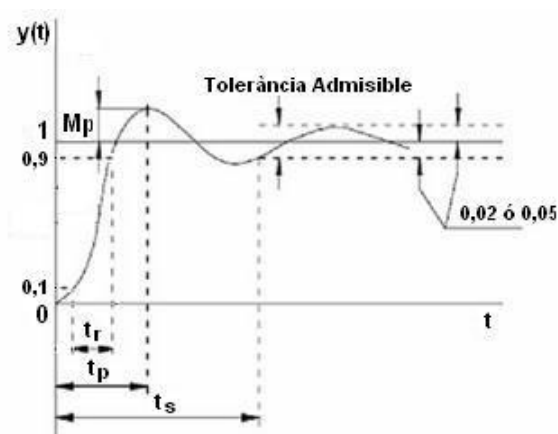
La propietat més important que es requereix per aquestes respostes és que convergeixin als valors constants de 1 i 0 respectivament. Sota l'assumpció de linealitat, aquesta propietat va més enllà de l'estabilitat d'un sistema de control realimentat. L'estabilitat és la condició que ha de ser garantida per tots els mitjans, i l'avaluació dels sistemes de control només és significativa en virtut d'aquesta condició. Estabilitat només implica que la sortida és acotada si l'entrada ho és, encara que no implica que la sortida sigui igual que l'entrada, en canvi si l'error al permanent és zero, això sí que es compleix.

Assumint l'estabilitat, els "errors d'estat estacionari  $e_{ss}$ " a l'entrada de l'esglaió unitat i a l'entrada de pertorbació de l'esglaió unitat es defineixen, respectivament, pel límit quan el temps tendeix a infinit de la diferència entre 1 i la resposta a l'entrada de l'esglaió unitat i 0 i la resposta a l'entrada de pertorbació de l'esglaió unitat, i llurs mides s'adopten com a elements d'avaluació per al desenvolupament d'estat estable. On  $e(t)$  és l'error.

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) \quad (2.6)$$

La següent propietat que s'ha d'avaluar és la naturalesa oscil·latòria de les respostes. En primer lloc, l'oscil·lació evita que la variable del procés assoleixi el valor d'establiment de forma ràpida. En segon lloc, per a la variable del procés al ser considerablement major que el valor d'establiment pot tenir efectes nocius sobre el producte, així com sobre el procés. En tercer lloc, els sistemes de control de realimentació amb l'estructura de la Figura 2.4 les respostes oscil·latòries generalment impliquen marges d'estabilitat petits. Per tant les respostes han de ser no gaire oscil·latòries.

Per avaluar aquesta propietat s'empra la resposta a l'entrada de l'esglaió unitat i es defineixen el "valor de sobreeximent"  $M_p$  i la "relació de decaïment", definides com la relació entre el valor màxim i el valor d'establiment en tant per cent i la relació de la diferència de dos punts de pic consecutius i el valor d'establiment en tant per cent respectivament.



**Figura 2.5: Paràmetres de la resposta a l'esglaió unitari**

Una altra propietat important és la velocitat de la resposta. Per a la resposta a l'esglaó unitari es defineixen el "temps de pujada"  $t_r$ , com el temps que triga aquesta resposta a passar de 10% a 90%, i el "temps d'establiment"  $t_s$ , com el temps mínim per al qual es compleix la diferència entre el valor de la resposta i el valor d'establiment en tant per cent (típic 2% o 5%).

Hi ha, finalment, un altre element important que s'ha de considerar en el disseny. Aquest és la "robustesa". "Robustesa" és la fortalesa del sistema de control contra l'error de modelatge i els canvis en les característiques del procés. La mesura més simple de la robustesa és el guany i el marge de fase.

Per al sistema de control es demanen els següents objectius:

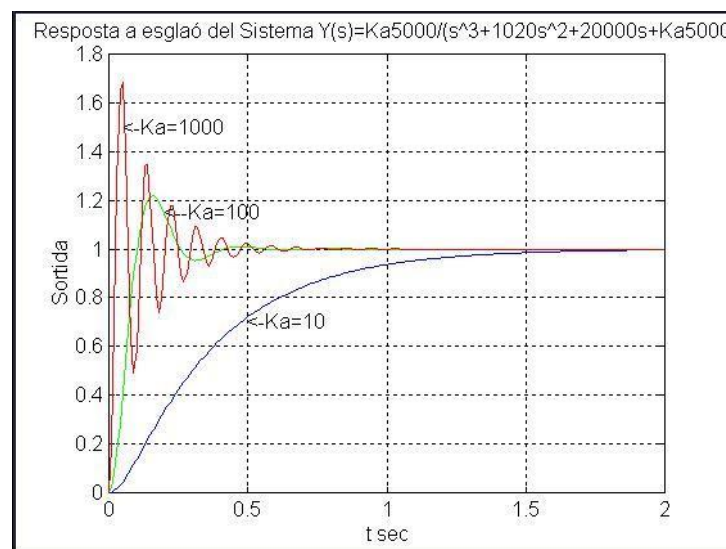
- Que no exhibeixi sobrepic al transitori.
- Que el temps d'establiment sigui el més petit possible, és a dir, que arribi a la posició desitjada al més aviat possible.
- Que l'error davant una entrada graó en el permanent sigui zero, és a dir, que aconseguixi la posició desitjada amb error zero en absència de perturbacions.

### 2.3 Avaluació del sistema de control per a disc dur

En aquest apartat estudiarem les propietats comentades en l'apartat anterior (2.2), aplicades sobre el sistema obtingut en l'apartat 2.1. Per realitzar aquesta avaluació emprarem com eines de suport els programes MATLAB i Scilab ja que es disposa d'una versió estudiant de MATLAB que pot ser insuficient per a les necessitats del treball.

En primer lloc obtindrem la resposta a l'entrada esglaó unitari per al sistema representat per la funció de transferència de l'equació (5), sistema original amb realimentació unitària i guany proporcional. De moment es considerarà perturbacions nul·les, és a dir  $d(t)=0$ .

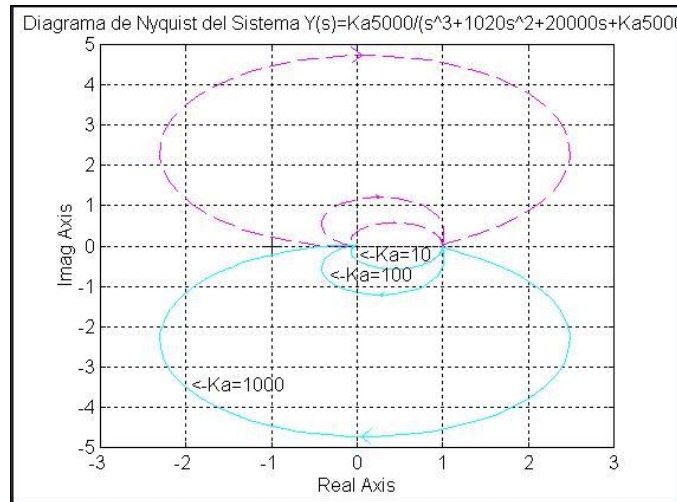
A la figura següent (figura 2.6) podem veure els resultats obtinguts per a diferents valors de  $K_a$ :



**Figura 2.6: Respostes a l'entrada esglaó unitari**

Podem observar que l'error d'estat estacionari és nul, és a dir, convergeix al valor final, i per tant ens indica estabilitat del sistema.

L'estabilitat també la podem comprovar mitjançant el criteri de Nyquist. A la figura 2.7 podem veure el resultat de l'aplicació del criteri de Nyquist per al sistema. Com podem veure es compleix que no s'encercla el punt  $(-1,0)$  i per tant és estable per qualsevol valor del guany proporcional. Com es veu, per valors grans de  $K_a$  la corba s'aproxima a  $-1$  pel que està molt a prop de la inestabilitat. Això justifica que s'afegeixi un controlador que faci el sistema més robust.



**Figura 2.7. Diagrama de Nyquist per diferents valor de  $K_a$**

En aquest treball ens fixarem en l'establiment i que no mirarem la resposta a les pertorbacions, atès el límit de temps.

Això comporta una de les feines de l'enginyer, dissenyar controlador que millorin el sistema.

### Capítol 3. Disseny del controlador PID

La gran majoria de processos industrials a la pràctica són compensats amb controladors PI o PID. Koivo i Tanttu (1991), [9], per exemple, suggereixen que hi ha potser d'un 5 a 10% dels bucles de control que no es poden controlar amb controladors PI o PID. En el control de processos, més del 95% dels controladors són del tipus PID.

'PID' és un acrònim per a "proporcional, integral i derivatiu". Un controlador PID és un controlador que inclou elements amb aquestes tres funcions. El PID va ser introduït al mercat l'any 1939 i s'ha mantingut com el controlador, en processos de control, més usat fins ara.

Un 'Control PID' és un mètode de control per realimentació que utilitza un controlador PID com a eina principal. L'estructura bàsica d'un sistema de control realimentat, convencional es mostra a la figura 3.1, representat amb diagrama de blocs.

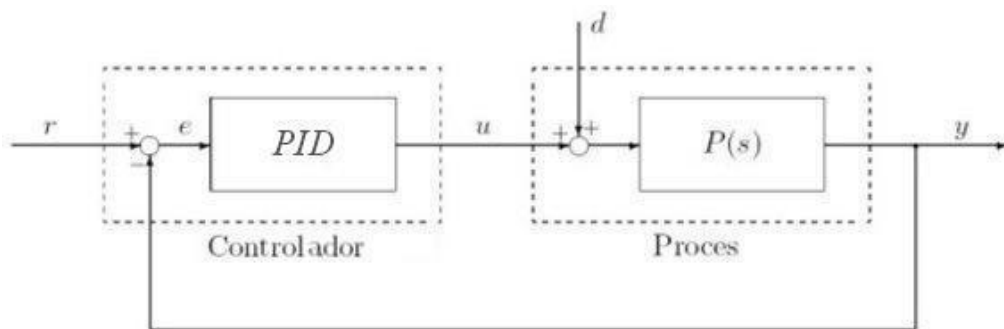


Figura 3.1: Sistema controlat per PID

A la figura, el procés és l'objecte a ser controlat. El propòsit del control és fer que la variable del procés  $y$  segueixi el valor de referència  $r$ . Per aconseguir aquest propòsit, la variable  $u$  es modifica comandada pel controlador. La variable  $d$  és la pertorbació, que és un altre factor d'influència en la variable del procés. Les pertorbacions poden entrar al procés per diferents vies i haurien de ser considerades. L'error  $e$  es defineix per  $e = r - y$ .

Els tres elements del controlador PID produeixen sortides de la següent naturalesa:

- Element P: proporcional a l'error en el moment  $t$ , que és l'error "present".
- Element I: proporcional a la integral de l'error abans de l'instant  $t$ , que pot ser interpretada com l'acumulació de l'error del "passat".
- Element D: proporcional a la derivada de l'error en l'instant  $t$ , que pot ser interpretat com la predicció de l'error "futur".

Per tant el controlador PID es pot entendre com un controlador que té en consideració el present, el passat i el futur. Les implementacions digitals posteriors van introduir uns certs canvis en l'estructura del sistema de control, però aquests canvis no influeixen en la part essencial de l'anàlisi i disseny dels controladors PID.

La funció de transferència  $C(s)$  d'un controlador PID és:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.1)$$

on  $K_p$  és el guany proporcional,  $K_i$  el guany integral,  $K_d$  el guany derivatiu,  $T_i = K_p/K_i$  el temps de reposició i  $T_d$  el temps de règim o derivatiu.

El terme  $T_d s$  a la pràctica es converteix en  $T_d D(s)$ , on  $D(s)$  és la funció de transferència donada per:

$$D(s) = \frac{s}{1 + (T_d / \gamma)s} \quad (3.2)$$

i coneguda com "aproximació derivativa". L'aproximació derivativa  $D(s)$  s'utilitza en lloc de la derivada pura  $s$ , ja que aquest últim és impossible de realitzar físicament. En (3.2),  $\gamma$  és un paràmetre positiu, que es coneix com "guany derivatiu". La resposta de l'aproximació derivativa s'aproxima a la derivada pura a mesura que  $\gamma$  augmenta. A notar també que, la detecció de soroll, que té una forta component en la regió d'altres freqüències en general, se superposa a la detecció del senyal en la majoria de casos i per tant, l'elecció d'un valor alt de  $\gamma$  augmenta l'amplificació de detecció del soroll, i per tant, causa un mal funcionament del controlador. És una pràctica habitual d'utilitzar un valor fix de  $\gamma$ , que sol ser elegit com 10 per a la majoria de les aplicacions. Tanmateix, és possible utilitzar  $\gamma$  com un paràmetre de disseny per tal de, per exemple, compensar un "Zero" de la funció de transferència del procés.

El disseny del sistema de control consisteix a decidir quins elements han d'actuar i ajustar els paràmetres de tal manera que els problemes de control es resolguin satisfactòriament.

### 3.1 PID, modes d'acció i la seva selecció

Tenint en compte els tres elements funcionals (P, I i D), es poden fer les combinacions que es considerin més apropiades per a la resolució del problema. Es coneix com a "modes d'acció" a les possibles combinacions d'elements i que en teoria són set, encara que alguns dels quals són els que es consideren més importants en la pràctica del disseny del controlador PID.

Hi ha dos factors importants per a la selecció del mode d'acció del controlador PID. Primer per fer que l'error estacionari a l'entrada esglaió sigui zero, és necessari i suficient la inclusió de l'element **I** en el compensador  $C(s)$ . Segon, la inclusió de l'element **I** a  $C(s)$  fa que el sistema sigui més propens a oscil·lar.

Podem seguir una guia per a la selecció del mode d'acció [8]. En el cas de processos amb autoregulació, la practica usual és seleccionar els modes PI o PID. Aquesta selecció garanteix error estacionari 0 a l'entrada esglaió. La inclusió de l'element D (selecció de mode PID) millora la velocitat de resposta i conseqüentment serveix per suprimir la influència de la pertorbació més forta. No obstant això, l'element D funciona de manera eficaç només quan els paràmetres estan ajustats apropiadament. Això significa que un bon manteniment és necessari per a fer la segona opció raonable.

Donades les característiques que es demanen per al controlador, és a dir, sobreeiximent nul, error estacionari nul i màxima velocitat, s'entén que s'ha de treballar amb un controlador de tipus PID complet.

### 3.2 Ajustament dels paràmetres PID

Dos mètodes d'ajustament van ser proposats per Ziegler i Nichols el 1942 i han estat àmpliament utilitzats tant en la seva forma original com en formes modificades [8]. Un d'ells,

referit com a mètode de la sensibilitat última de Ziegler-Nichols, és determinar els paràmetres que figuren a la Taula 4 emprant les dades  $K_{Pu}$  i  $T_u$  obtingudes de la prova de sensibilitat última.

La "prova de sensibilitat última" es porta a terme, en la seva forma estàndard, tal i com s'indica a continuació:

a) Per a un procés determinat, la construcció del sistema de control PID com en la figura 3.1 amb el compensador  $C(s)$  en mode  $P$ , i augmentar el guany proporcional  $K_p$  gradualment, començant amb un valor molt petit.

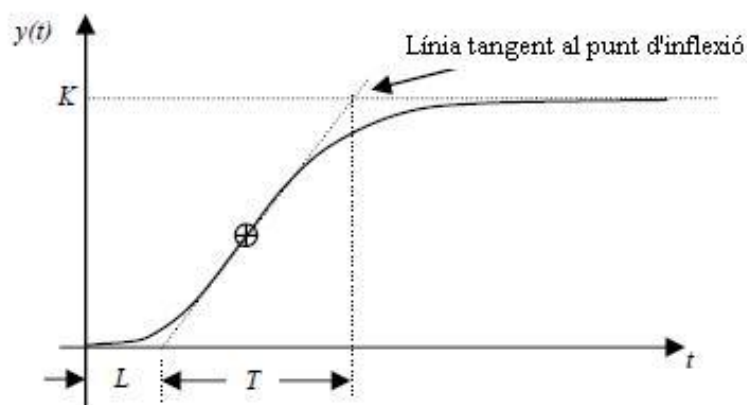
b) Després, en certa etapa arriba al límit d'estabilitat, és a dir, té una oscil·lació sinusoidal. El valor del guany proporcional en aquesta etapa  $K_{Pu}$  es coneix com el "guany últim", i el període  $T_u$  de la sinusoide exposat com el "període últim".  $\omega_u = 2\pi / T_u$  serà la "freqüència angular última". Per la condició d'estabilitat de Nyquist, es pot concloure que el lloc de Nyquist de la funció de transferència del procés  $P(s)$  creua l'eix real negatiu a  $s = j\omega_u$  i el guany  $|P(j\omega_u)|$  en aquest punt és  $1/K_{Pu}$ .

Per tant, la prova de sensibilitat última dóna informació precisa sobre la resposta en freqüència de  $P(j\omega)$  del procés en el punt d'encreuament amb l'eix real negatiu, que és la part més important per l'estabilitat del sistema de control realimentat. D'altra banda, aquesta prova no dóna cap informació a altres freqüències.

**Taula 3.1: Mètode de la sensibilitat última de Ziegler-Nichols**

Mode d'acció	$K_p$	$T_I$	$T_D$
P	$0.5 K_{Pu}$		
PI	$0.45 K_{Pu}$	$0.883 T_u$	
PID	$0.6 K_{Pu}$	$0.5 T_u$	$0.125 T_u$

L'altre, anomenat mètode de resposta d'esglaó de Ziegler-Nichols, s'aplica a plantes que tenen una resposta a l'esglaó de la forma que presenta la figura 3.2.



**Figura 3.2: Resposta esglaó de primer ordre**

La resposta es caracteritza per dos paràmetres,  $L$  el temps de retard i  $T$  la constant de temps. Aquests es troben traçant una tangent a la resposta al graó en el seu punt d'inflexió (veure figura 3.2) i prenent nota de les seves interseccions amb l'eix del temps i el valor de l'estat estacionari.

Es paràmetres es determinen amb els valors de la taula 3.2 amb  $R=K/T$

**Taula 3.2: Mètode de resposta a l'esglaó de Ziegler-Nichols ( $RL \neq 0$ )**

Mode d'acció	$K_p$	$T_I$	$T_D$
P	$1/RL$		
PI	$0.9/RL$	$3.33L$	
PID	$1.2/RL$	$2L$	$0.5L$

### 3.3 Càlcul del PID

Analitzant la planta de què disposem, podem veure que el mètode de la resposta a l'esglaó no el podem aplicar, ja que només es poden aplicar a sistemes que siguin estables en llaç obert i no és el nostre cas.

La prova de sensibilitat última, també conegut com a mètode d'oscil·lació de Ziegler-Nichols, s'aplica a plantes que poden arribar a ser inestables sota un control proporcional.

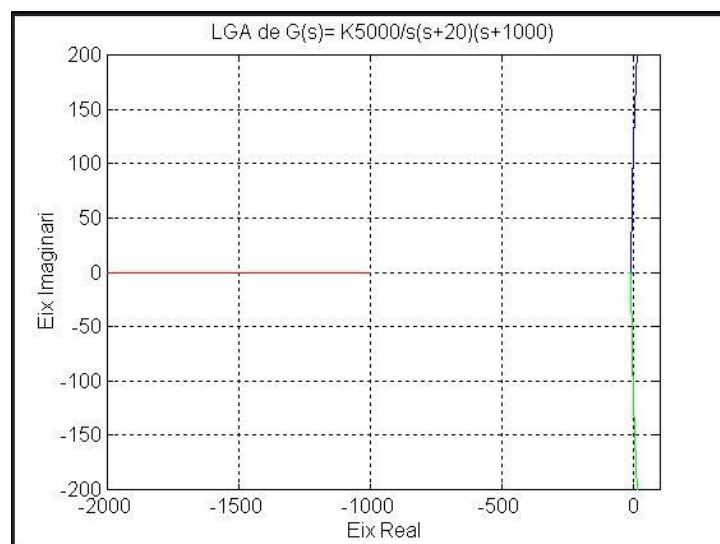
Els passos que s'apliquen per aquest mètode són els següents:

1. S'utilitza només el control proporcional, és a dir que els guanys derivatiu i integral es fan igual a zero.
2. S'incrementa  $K_p$  des de zero fins a arribar a un valor crític  $K_p = K_{cr}$  en el que es produeix la oscil·lació. Si això no succeeix, no es pot aplicar aquest mètode.
3. Per a aquest valor de  $K_{cr}$  obtingut, calcular el període de la oscil·lació  $P_{cr} = T_u$ .

Els guanys del controlador PID s'especifiquen com segueix i d'acord amb la taula 3.1:

$$K_p = 0.6 K_{cr} \quad T_i = 0,5 P_{cr} \quad T_d = 0,125 P_{cr}$$

Ara apliquem el mètode al nostre sistema. Podem fer el lloc geomètric de les arrels i veure on creua l'eix imaginari. Serà el punt d'oscil·lació.

**Figura 3.3: LGA de la planta**

Per al sistema, si fem  $1 + KG(s) = 0 \rightarrow s^3 + 1020s^2 + 20000s + 5000K = 0$ , i si apliquem el mètode de Routh, obtenim :



$$\begin{array}{l|l} s^3 & 1 \\ s^2 & 1020 \\ s^1 & 20000 \cdot 1020 - 5000K/1020 \\ s^0 & 5000K \end{array}$$

La fila  $s^1$  és zero per a  $K = 20000 \cdot 1020 / 5000 = 4080$

L'equació auxiliar és  $1020s^2 + 20000 \cdot 1020 = 0$

Les solucions per a l'equació per  $s = \pm j\sqrt{20000} = \pm j141,42$

Per tant tenim que :

$$K_{cr} = 4080, \quad \omega_{cr} = 141,42 \quad \text{i per tant} \quad P_{cr} = 2\pi/\omega_{cr} = 44,43 \text{ ms}$$

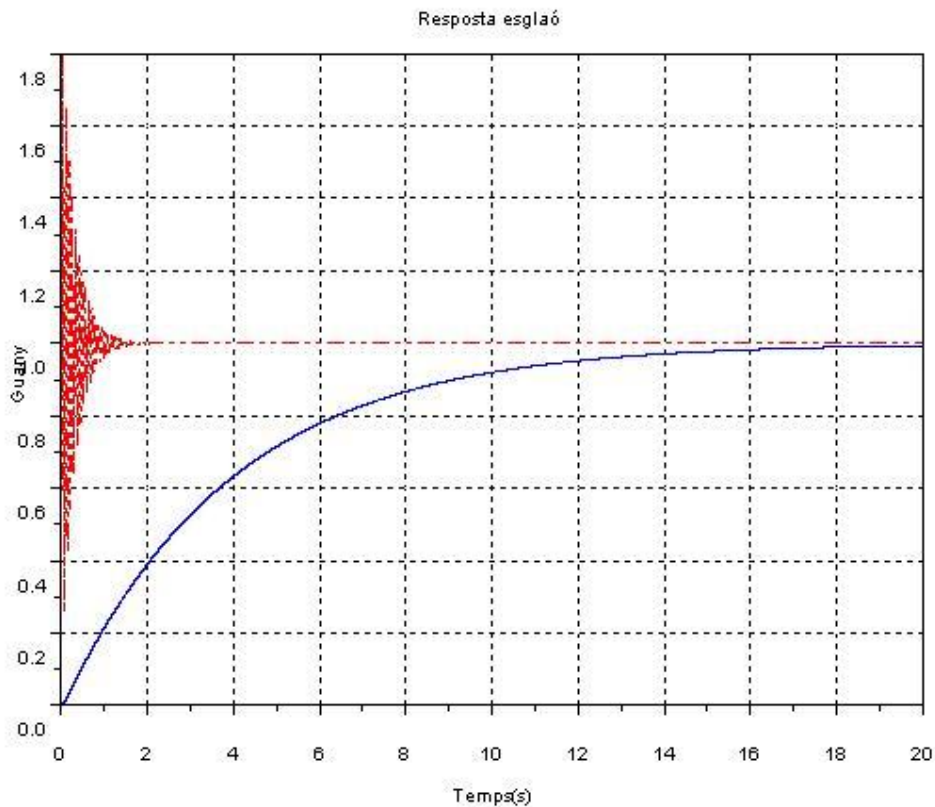
I per al PID tindrem:

$$K_p = 0,6 K_{cr} = 0,6 \cdot 4080 = 2448$$

$$T_i = P_{cr}/2 = 44,43/2 = 22,21 \text{ ms}$$

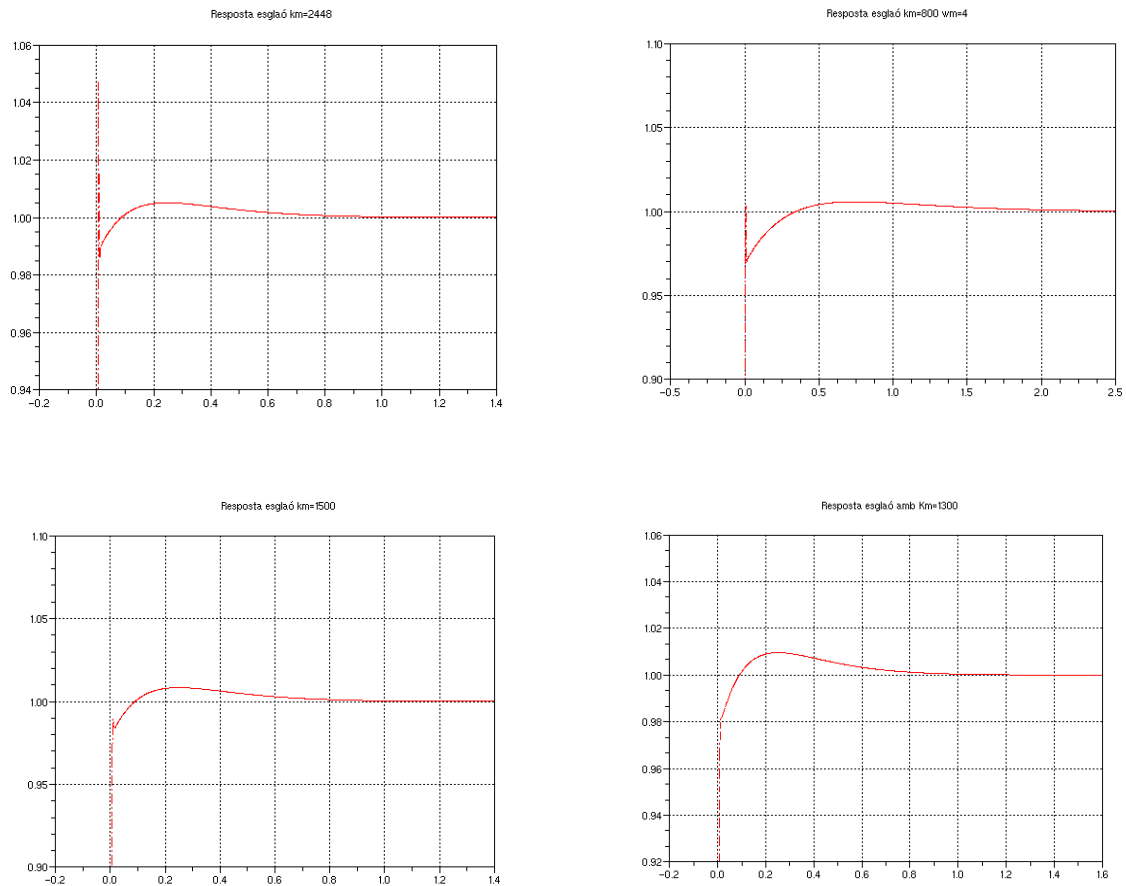
$$T_d = P_{cr}/8 = 44,43/8 = 5,55 \text{ ms}$$

Podem veure quina és la resposta del sistema compensat en llaç tancat a la següent figura:



**Figura 3.4: Resposta al esglaó unitari del sistema compensat**

Com podem veure la resposta millora molt la velocitat, però amb un comportament oscil·latori esmorteït (té sobreeximent). Podem aplicar la tècnica de prova i error per veure si obtenim millors resultats, modificant un paràmetre i mantenint la resta fix. Al següent conjunt de gràfiques es presenta quina és la resposta, ampliant la zona de pas per 1 de la resposta, per buscar una parella de valor que presentin una resposta que compleixi les especificacions de disseny.



**Figura 3.5: Ampliació de les respostes per diferents parelles de valors**

D'aquesta manera podem intentar trobar els valors que s'aproximin més a les especificacions del disseny, però donat que no hi ha una regla específica, no es pot determinar el temps necessari per aconseguir resultats adients. Per aquest motiu s'opta per fer una cerca bibliogràfica.

Per a la sintonia dels controladors PID hi ha regles empíriques i analítiques, en qualsevol cas hi ha moltíssimes regles per aconseguir la sintonia dels controladors PID. De fet hi ha un llibre que recopila moltes regles de sintonia per a diferents sistemes [9].

En el nostre cas, durant la cerca d'informació s'ha trobat documentació [10] on es presenta una taula per diferents valors del controlador PID amb les característiques de resposta per a sistemes d'ordre 3 com el nostre. Com que dins del treball d'enginyer també està l'ús i el reciclatge d'informació i com que aquesta taula ens dona els resultats la fem servir.

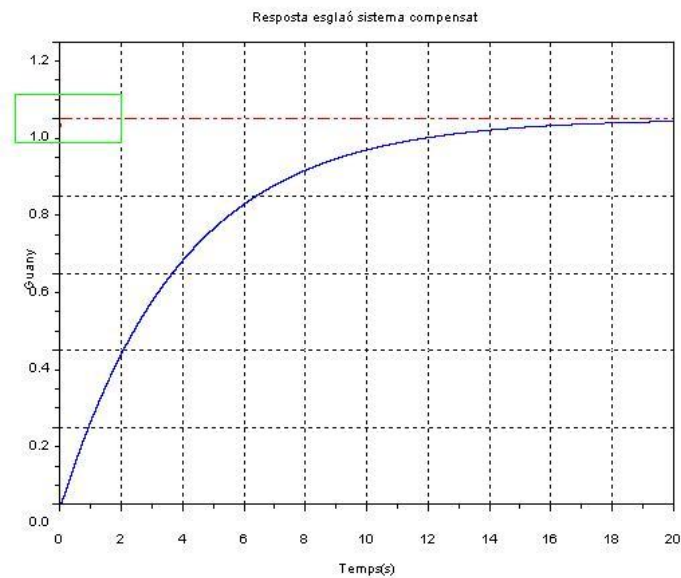
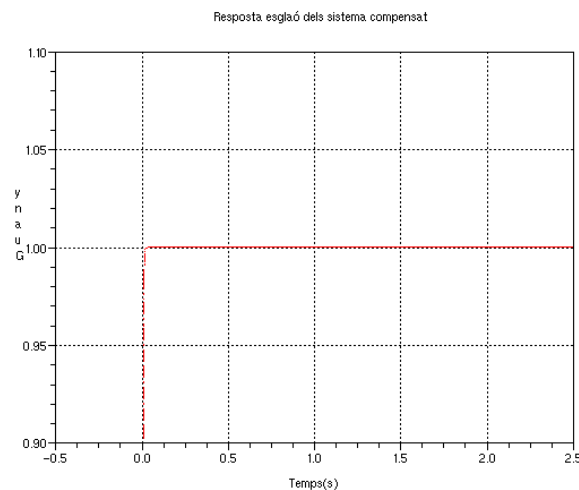
La taula 6 presenta aquesta informació i tal i com s'indica, s'ha decidit comprovar els resultats per als valors dels coeficients que s'indica que presenten resultats òptims, és a dir:

$$K_p = 1000, \quad K_i = 1 \quad i \quad K_d = 50$$

**Taula 3.3: Resposta a l'entrada esglaió per diferent coeficients**

PID Controller	$K_p = 500, K_i = 1, K_d = 30.$	$K_p = 1000, K_i = 1, K_d = 50.$	$K_p = 5000, K_i = 1, K_d = 500.$
Pole Zero location	Left half plane	Left half plane	Left half plane
Percent overshoot(%)	0	0	34
Settling time(ms)	31	11.6	6.84
Steady state error(%)	0.1	0	0.3

A la següent gràfica (figura 3.6) podem veure quina és la resposta per als coeficients triats.


**Figura 3.6: Resposta a l'Esglaió del nou sistema compensat**

**Figura 3.7 Ampliació zona en verd**

Com es pot observar a les gràfiques obtingudes, la resposta és realment bona, comparada amb la resposta de la planta sense controlador PID i compleix amb totes les especificacions de disseny. Amb aquests resultats i donat que el temps és limitat, agafem els coeficients del PID com a definitius i donem per acabat el disseny.

## Capítol 4. Implementació analògica del PID

Disposem del disseny del controlador PID obtingut al capítol anterior, i en aquest presentarem la seva implementació de forma analògica mitjançant amplificadors operacionals.

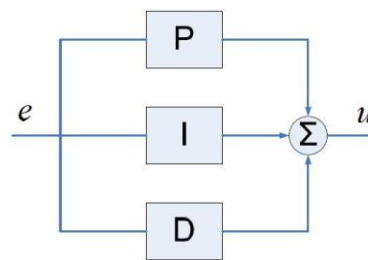
El control analògic està desapareixent lentament de les aplicacions industrials. Però hi ha casos en què un controlador PID analògic encara té sentit, en particular quan un circuit de condicionament analògic ha de ser estabilitzat, quan es requereix un ample de banda de molt alta freqüència, o quan el cost addicional d'una aplicació digital no es justifica per les funcions addicionals obtingudes.

Començarem fent una presentació de les parts que componen el PID.

### 4.1 Implementació per parts

Com hem vist en el capítol anterior, el controlador PID està format per la seva component proporcional, integral i derivativa.

Existeixen múltiples formes per representar aquest controlador, però per la fórmula que s'ha definit abans i la més coneguda comunament amb el nom de forma paral·lela, és la que es representa a la figura 4.1 en forma de blocs [11].



**Figura 4.1. Regulador PID en format paral·lel**

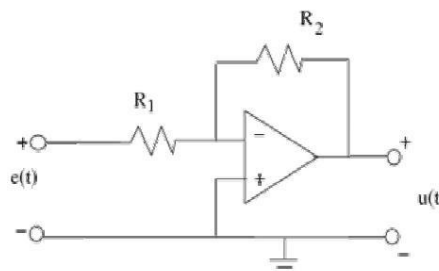
Ara veurem quina forma electrònica pot tenir cada una d'aquestes parts.

#### Part proporcional (P)

Es tracta de l'acció de control més senzilla de totes, en el que el senyal de control generat pel controlador és simplement proporcional al senyal d'error, segons l'equació:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (4.1)$$

Un circuit electrònic senzill que permet implementar aquest subsistema controlador és el de la figura següent (Figura 4.2) :



**Figura 4.2. Controlador proporcional fet amb Amplificador Operacional (AO)**

L'equació que descriu aquest circuit és:

$$u(t) = -\frac{R_2}{R_1} e(t) \quad (4.2)$$

Per tant, comparant (4.1) i (4.2) veiem que la constant proporcional  $Kp = -R_2/R_1$

Com podem veure el senyal s'inverteix, pel que necessitarem un inversor per tornar el senyal positiu, però això ja ho veurem quan tinguem el PID complet.

### Part integral (I)

El mode integral té per propòsit disminuir i eliminar l'error en estat estacionari provocat pel mode proporcional.

L'error és integrat, que té com a missió promitjar-lo i sumar-lo per un període de temps determinat, i després és multiplicat per una constant  $Ki$

$Ki$  representa el guany integral i l'equació és la següent:

$$u(t) = K_i \int e(\tau) d\tau \quad (4.3)$$

El controlador integral és un circuit electrònic que genera una sortida proporcional al senyal d'entrada. A la figura 4.3 es pot veure el circuit. El condensador  $C_i$  està connectat entre l'entrada inversora i la sortida, d'aquesta forma la tensió en bornes del condensador és igual a la tensió de sortida.

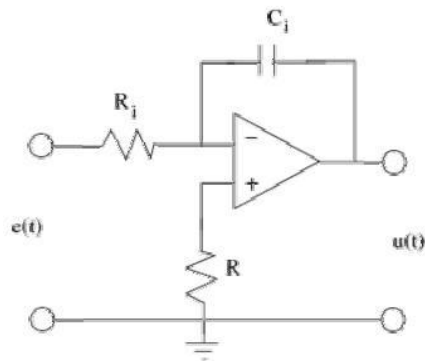


Figura 4.3. Controlador integral fet amb AO

L'equació que descriu aquest circuit és:

$$u(t) = -\frac{1}{R_i C_i} \int e(\tau) d\tau \quad (4.4)$$

Per tant, comparant (4.3) i (4.4) veiem que la constant  $Ki = -1/R_i C_i$

### Part derivativa (D)

L'acció derivativa es manifesta quan hi ha un canvi en el valor absolut de l'error. La funció de l'acció derivativa és mantenir l'error al mínim, corregint-lo proporcionalment a la mateixa velocitat que es produeix, d'aquesta manera s'evita que l'error s'incrementi.

L'error es deriva respecte al temps i es multiplica per una constant  $Kd$ . L'equació que regeix el seu funcionament és:

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.5)$$

Un circuit que reprodueix un controlador derivatiu es presenta a la següent figura (Figura 4.4):

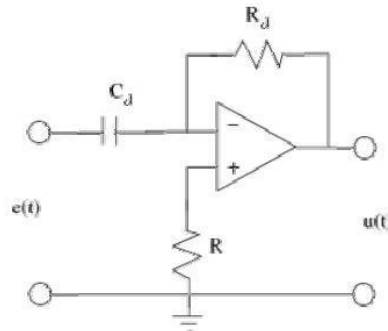


Figura 4.4. Controlador derivatiu fet amb AO

L'equació que descriu aquest circuit és:

$$u(t) = -R_d C_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.6)$$

Per tant, comparant (4.5) i (4.6) veiem que la constant  $Kd = -R_d C_d$

Si es reuneixen les tres accions bàsiques de control, és a dir, es genera el senyal de control a partir d'una combinació lineal del senyal d'error, la seva derivada i la seva integral, s'obté el controlador més general, el proporcional-integral-derivatiu (PID). A la pràctica emprarem un sumador per fer l'addició de les accions obtingudes per separat i així obtenir el PID. A la figura 4.5 es poden veure totes aquestes parts diferenciades.

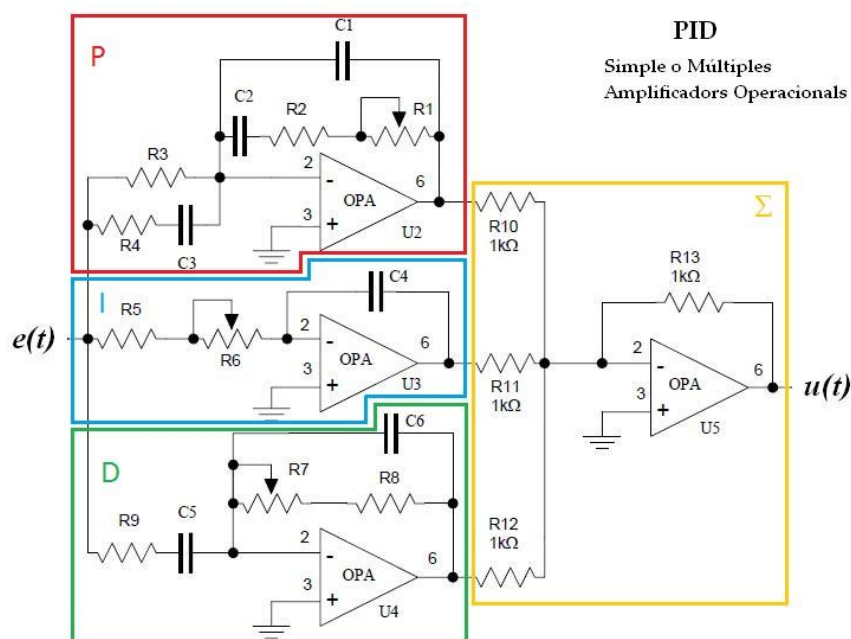


Figura 4.5. Circuit general del controlador PID

En aquest circuit es pot veure que a més a més de les configuracions bàsiques indicades abans, s'afegeixen una sèrie de components que serveixen per funcions complementàries que s'explicaran posteriorment.

El controlador PID es pot implementar usant un únic amplificador operacional, o una configuració d'amplificadors operacionals múltiples. Aquestes són les configuracions estàndard, el primer, el d'un únic AO, té l'avantatge de menys components, però hi ha acoblament de característiques del PID. És a dir, hi ha components els valors dels quals influeixen en més d'una acció. El segon té característiques independents del PID, hi ha components concrets i únics per cada acció, per tant es pot optimitzar de forma independent actuant sobre cada component de cada acció i no influint en les altres.

El circuit de la figura 4.5 consta de tots els components que s'empraran, s'ometran o es curtcircuitaran en funció de la configuració desitjada [12].

La circuiteria del primer requadre (P) permet la configuració amb un simple AO. Les taules que es presenten a continuació (Taules 4.1 i 4.2) contenen totes les dades necessàries per poder implementar les dues configuracions indicades anteriorment. A la columna esquerra de les taules trobem les accions a fer i els paràmetres, que seran realitzats sobre els components o utilitzats per als càlculs respectivament, i que s'indiquen a la columna dreta. Les U's indiquen amplificadors operacionals, R's resistències i C's condensadors.

**Taula 4.1 Circuit PID amb un sol AO**

Circuit PID amb un sol Amplificador Operacional	
Usar	de C1 a C3, d'R1 a R4, U2
Ometre	de C4 a C6, d'R5 a R9, R11, R12, d'U3 a U5
Curtcircuit	R10, R13
Kp	$(R1 + R2) / R3$
Ki	$R3 \times C2$
Kd	$(R1 + R2) \times C3$
Notes: R4 limita el guany diferencial i C1 dona 'roll-off' d'alta freqüència	

**Taula 4.2 Circuit PID amb múltiples AOs**

Circuit PID amb múltiples Amplificadors Operacionals	
Usar	d'R1 a R3, d'R5 a R9, (d'R10 a R13 = 1 kΩ) C2, de C4 a C6, d'U2 a U5
Ometre	C1, C3, R4
Curtcircuit	C2
Kp	$(R1 + R2) / R3$
Ki	$(R5 + R6) \times C4$
Kd	$(R7 + R8) \times C5$
Notes: R9 limita el guany diferencial i C6 dona 'roll-off' d'alta freqüència	

En primer lloc calcularem els paràmetres d'una configuració amb un amplificador operacional. De les equacions (3.1), de la taula 3.3 i de la taula 4.1 podem obtenir que:

$$K_p = 1000 = (R1 + R2) / R3$$



$$K_i = 1 = R_3 \times C_2$$

$$K_d = 0,05 = (R_1 + R_2) \times C_3$$

Si donem valors comercials, podem tenir:

$$(R_1 + R_2) = 1M\Omega \rightarrow R_3 = 1K\Omega$$

Això ja implica que:

$$C_2 = 1mF \quad i \quad C_3 = 50nF$$

Quan es dona un valor únic per a la suma de varis components es considera un de sol.

Un dels inconvenients que pot tenir aquesta configuració és que depenent dels valors de les constants podem veure'ns obligats a treballar amb valors de resistència o capacitat no comercialitzats. En aquest cas el condensador d'1mF pot implicar problemes de localització depenent de les tensions i formats que es necessitin.

Anem a veure ara quins serien els components per a la implementació amb múltiples AOs. Substituïrem la taula 4.1 per la 4.2 i obtenim:

$$K_p = 1000 = (R_1 + R_2) / R_3$$

$$K_i = 1 = (R_5 + R_6) \times C_4$$

$$K_d = 0,05 = (R_7 + R_8) \times C_5$$

Si donem valors podem tenir:

$$(R_1 + R_2) = 1M\Omega \rightarrow R_3 = 1K\Omega$$

$$(R_5 + R_6) = 1M\Omega \rightarrow C_4 = 1\mu F$$

$$(R_7 + R_8) = 1M\Omega \rightarrow C_5 = 50nF$$

Per fer l'elecció de la configuració podem fer consideracions de cost, quantitat de components, superfície d'ocupació i altres de menys quantificables com les que s'han indicat abans. Pel que fa al preu, la següent taula (Taula 4.3) presenta un càlcul dels components bàsics necessaris.

**Taula 4.3 Càlcul de costos del PID**

	Preu	Simple AO		Múltiples AOs	
		Components	Cost	Components	Cost
OPA277	3,02	2	6,04	4	12,08
C 1000uF	4,9	1	4,9		0
C 1uF	0,5		0	1	0,5
C 50nF	0,14	1	0,14	1	0,14
R 1K	0,01	1	0,01	1	0,01
R 1M	0,01	1	0,01	3	0,03
<b>Total</b>		<b>6</b>	<b>11,1</b>	<b>10</b>	<b>12,76</b>

Font: Pàgina web de RS Amidata

El mateix quadre ens presenta la quantitat de components de les dues configuracions.

Pel que fa a superfície d'ocupació hem de considerar que tots els components poden ser muntats superficial (SMD).

Tenint en compte les característiques que s'han indicat quan es parlava de les dues configuracions, juntament amb el que s'acaba de dir, ens permet fer un quadre resum que ens ajudarà a definir la configuració més adequada en funció de premisses definides.

	Simple AO	Múltiples AOs
Cost	11,1	12,8
Components	6	10
Superfície (volum)	+ mida	- mida
Dependència accions	acoblament	independent

Per fer una elecció haurem de veure quines són les característiques de prevalença. En el nostre cas, considerem que queda més clara la configuració de múltiples AOs per la independència de la seva configuració i a partir d'ara treballarem amb aquesta. A més a més, el cost no és molt més gran i la superfície amb múltiples és més petita, ja que encara que hi hagi algun component més són de dimensions molt inferiors

## 4.2 Simulació del circuit dissenyat

Una vegada definit el circuit PID que hem dissenyat, hem de comprovar el seu funcionament mitjançant alguna eina de simulació. En aquest cas fem l'eina TINA-TI de Texas Instruments.

El primer que necessitem és saber com simularem la planta original. Disposem d'un circuit electromecànic que simula el disc dur i com que disposem d'eines de simulació electròniques, buscarem un sistema electrònic que tingui la mateixa dinàmica que el nostre sistema, per poder utilitzar-lo com un simulador del sistema real.

Existeixen diferents mètodes per simular electrònicament sistemes, nosaltres hem optat per la utilització de filtres passius [13].

Partint de la funció de transferència  $G(s)$  descomponem  $sG(s)$  de tal manera que ja no tingui integrador, sintetitzem cada part de la descomposició en fraccions simples, les sumem/restem i finalment les passem per un integrador. Així obtenim una implementació en voltatges de  $G(s)$ . Apliquem-ho al nostre sistema:

$$G(s) = \frac{5000}{s(s+20)(s+1000)} \Rightarrow sG(s) = \frac{5000}{(s+20)(s+1000)} \quad (4.7)$$

Descomponem  $sG(s)$  en fraccions simples

$$sG(s) = \frac{a}{s+20} + \frac{b}{s+1000} \quad (4.8)$$

$$a = \frac{5000}{s+1000} \Big|_{s=-20} = \frac{5000}{-20+1000} = \frac{5000}{980} = 5,102$$

$$b = \frac{5000}{s+20} \Big|_{s=-1000} = \frac{5000}{-1000+20} = \frac{5000}{-980} = -5,102$$

Per tant

$$sG(s) = \frac{5,1}{s+20} - \frac{5,1}{s+1000} = \frac{5,1}{20} \frac{20}{s+20} - \frac{5,1}{1000} \frac{1000}{s+1000} \quad (4.9)$$

El filtre passiu passa-baixos de la figura 4.6 té un guany de tensions de la forma (4.10)

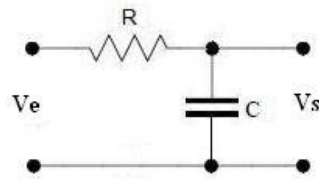


Figura 4.6. Filtre passiu passa-baixos

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{RCs+1} = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (4.10)$$

I si implementem l'equació (4.9) com a filtres passius segons (4.10) tenim:

$$\frac{1}{R1C1} = 20 \Rightarrow R1C1 = \frac{1}{20} = 0,05 \Rightarrow SiR1 = 10K \Rightarrow C1 = 5\mu$$

$$\frac{1}{R2C2} = 1000 \Rightarrow R2C2 = \frac{1}{1000} = 0,001 \Rightarrow SiR2 = 10K \Rightarrow C2 = 100n$$

A la figura 4.7 podem veure el circuit obtingut i que simula el sistema electromecànic del disc dur.

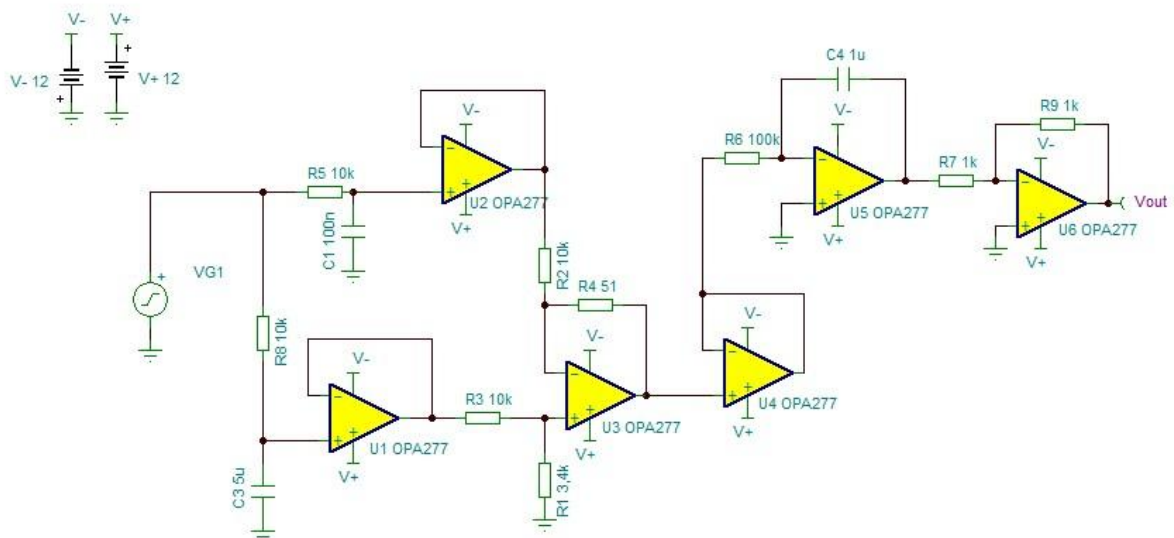


Figura 4.7: Circuit que simula la planta G(s)

Com es pot veure hem sumat i restat els senyals dels filtres a U3 i també aprofitem per fer les amplifacions corresponents. Finalment hem integrat el senyal a U5 i com que

l'integrador inverteix el senyal necessitem un inversor per tornar el senyal positiu i que ho fem a U6. També hem emprat *buffers* per mantenir els senyals nets.

A la figura 4.8 podem veure la resposta a l'esglaó de la planta amb funció de transferència  $G(s)$  obtinguda amb MATLAB i a la figura 4.9 la resposta del circuit de la figura 4.7

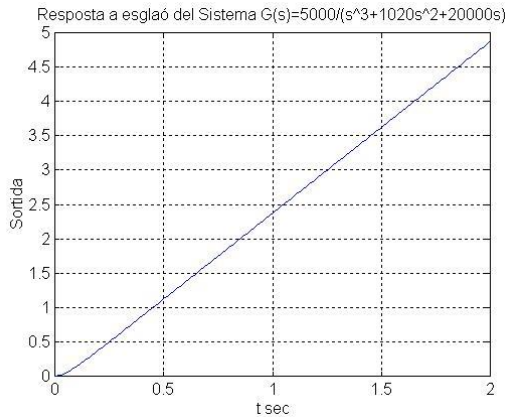


Figura 4.8 Resposta teòrica de la planta

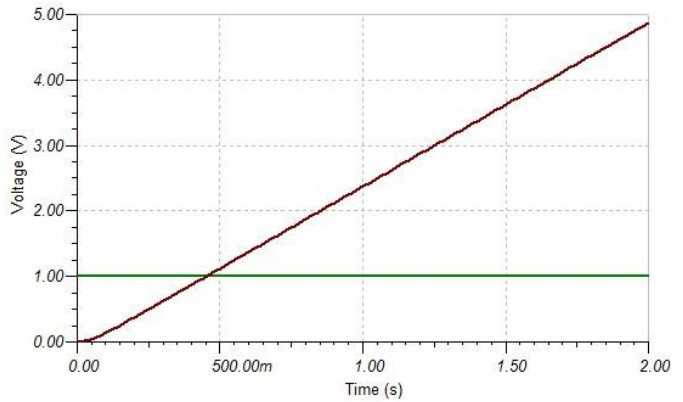


Figura 4.9 Resposta del circuit electrònic

Com es pot veure el circuit obtingut simula molt bé la dinàmica del sistema. Ara ja només ens queda afegir el controlador PID calculat i comprovar el resultat del circuit final que ha de ser igual a l'obtingut (Figura 3.6).

El circuit realimentat i amb controlador PID és el següent:

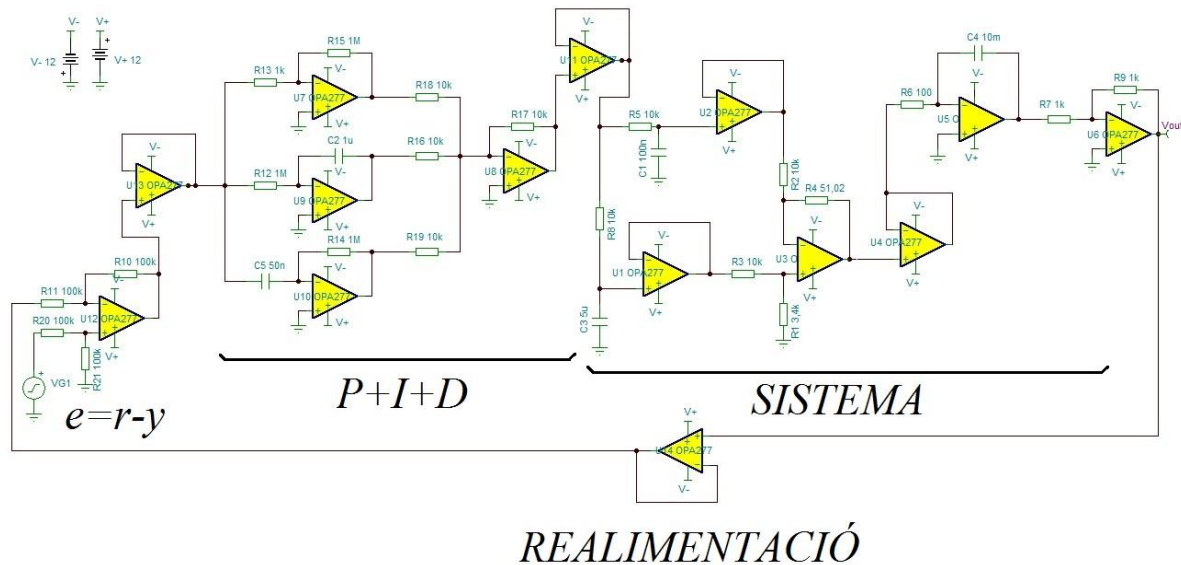


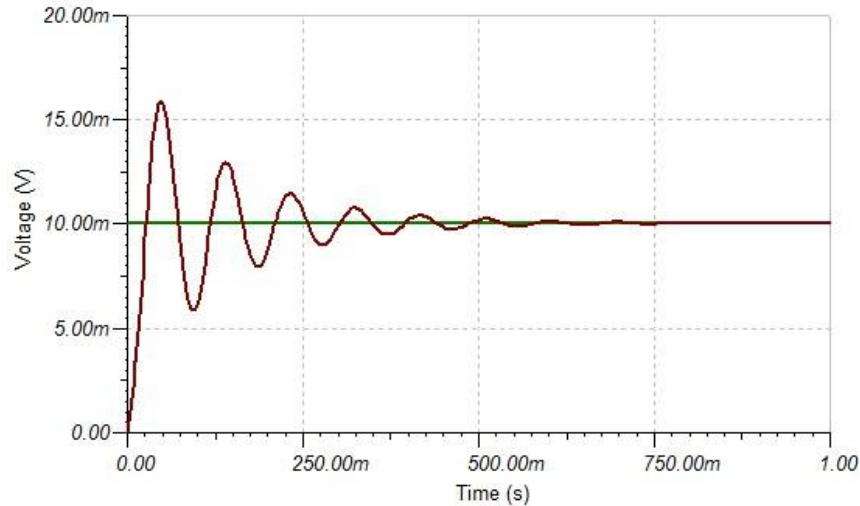
Figura 4.10 Circuit electrònic de la planta compensada i amb realimentació

S'ha realitzat la simulació amb senyals d'entrada petits, donat que és natural aquest tipus d'entrades i el resultat no ha estat del tot l'esperat. Es pot veure a la figura 4.11.

Com podem veure en aquesta figura, la resposta és ràpida i l'error estacionari és nul, però presenta sobreiximent amb oscil·lació esmorteïda, no complint l'especificació de disseny y tampoc no resultant com la calculada de forma teòrica (veure figures 3.6 i 3.7).

Cercant els motius d'aquestes diferències s'ha trobat que, tal i com s'indicava a la introducció del capítol 3, la part derivativa pura no es pot implementar, aconsellant fer el que es coneix per aproximació derivativa. Encara que com que el disseny de l'aproximació

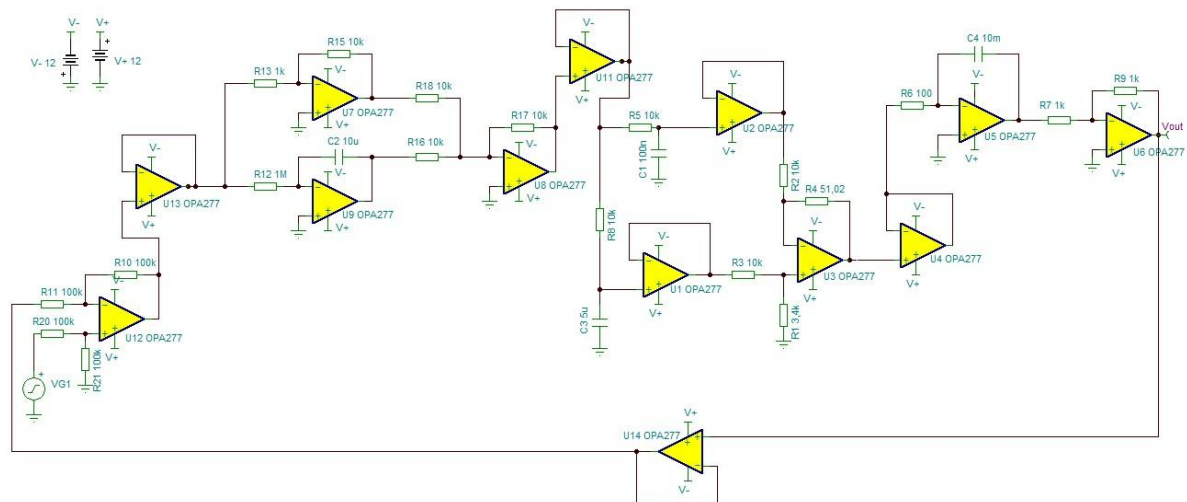
derivativa no és típic, molta bibliografia recomana no implementar la part derivativa i treballar amb un controlador PI, el que també comportarà redimensionar els altres elements del circuit. El motiu és que la aproximació de  $D(s)$  feta en el capítol 2 de la part derivativa canvia considerablement el comportament del sistema i caldria un procediment de disseny que el tingués en compte. Aquest disseny del PID tenint en compte el filtre no és habitual i per això molts autors recomanen no implementar la part derivativa.



**Figura 4.11: Resposta a l'esglaió del circuit complet**

Un altre fenomen a considerar és el conegut com *kick off* i és que l'acció derivativa, quan fas un canvi en la referència, proporciona un senyal molt gran que no és aconsellable.

Si eliminem l'acció derivativa i redimensionem els coeficients del PI mitjançant prova i error obtenim el següent circuit (Figura 4.12):



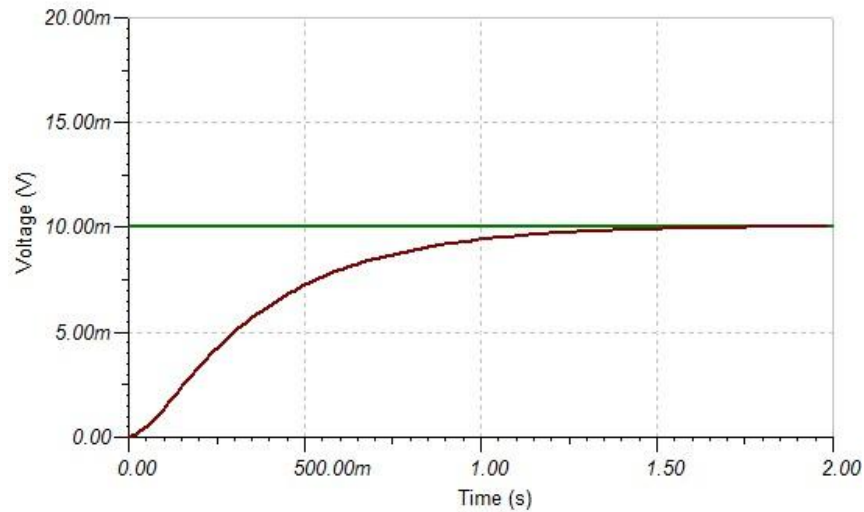
**Figura 4.12 Circuit electrònic amb controlador PI**

Els coeficients resultants d'aquest circuit són :

$$K_p = K_i = 10$$

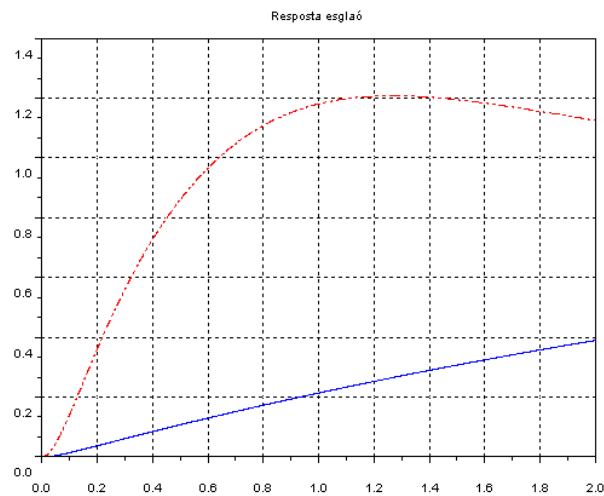
i la resposta la podem veure a la Figura 4.13. Podem observar que el resultat compleix amb les especificacions que demanava el disseny i no té sobreexcitament, l'error estacionari és nul i

els temps d'establiment ha estat el més ràpid que hem pogut aconseguir i voreja els 1,5 segons.



**Figura 4.13 Resposta a l'esglaió del circuit complet amb controlador PI**

Es calcula la resposta teòrica del circuit amb el controlador PI i obtenim el següent resultat (figura 4:14):



**Figura 4.14 Resposta calculada a l'esglaió del circuit complet amb controlador PI**

La resposta teòrica presenta sobrepic. La diferència pot ser deguda als retards que introdueixen els diferents AOs ja que s'observa que el temps de pujada és més lent per a la simulació.

Com a conclusió, ens hem adonat de les dificultats que té la implementació analògica de la part derivativa encara que en molts llibres es digui que ve donada pel circuit derivador sense més, s'observen moltes dificultats per a la implementació pràctica mitjançant circuits electrònics.

En realitat el resultat s'ajusta a les especificacions, encara que sembla que el temps d'establiment és una mica lent, però com no hi ha determinat cap valor podem dir que s'acompleix.

## Capítol 5. Implementació digital

En aquest capítol veurem com substituir el controlador analògic dissenyat en els capítols anteriors, per un controlador digital o discret. La diferència bàsica entre aquests controladors és que el sistema digital utilitza per al seu funcionament senyals discrets (o mostrejats).

En primer lloc veurem uns quants conceptes necessaris per descriure el controlador digital. Atès que la planta del sistema està constituïda per components analògics i governada per senyals continus, serà necessària la conversió analògica-digital (A/D) de l'entrada del controlador i la conversió digital-analògica (D/A) de la sortida del controlador, ja que aquest està format per elements digitals i processa senyals discretes, que en realitat són taules de valors digitalitzats de senyals presos en certs instants de temps.

El convertidor A/D present a l'entrada del controlador ha de ser un element capaç de prendre els valors del senyal d'error cada cert interval de temps (mostreig del senyal), i per l'altra part el convertidor D/A ha d'obtenir un valor analògic corresponent a un codi digital donat en un instant i mantenir-lo fins que arribi un nou codi digital (efecte bloqueig o mantenidor). Això últim és necessari perquè la planta del sistema és analògica i ha de ser controlada per un senyal analògic continu en el temps.

A la figura 5.1 es poden veure dues configuracions d'un esquema complet d'un sistema realimentat que utilitza un controlador digital. Dependrà si l'entrada és continua o discreta i el nostre controlador serveix per a les dues configuracions.

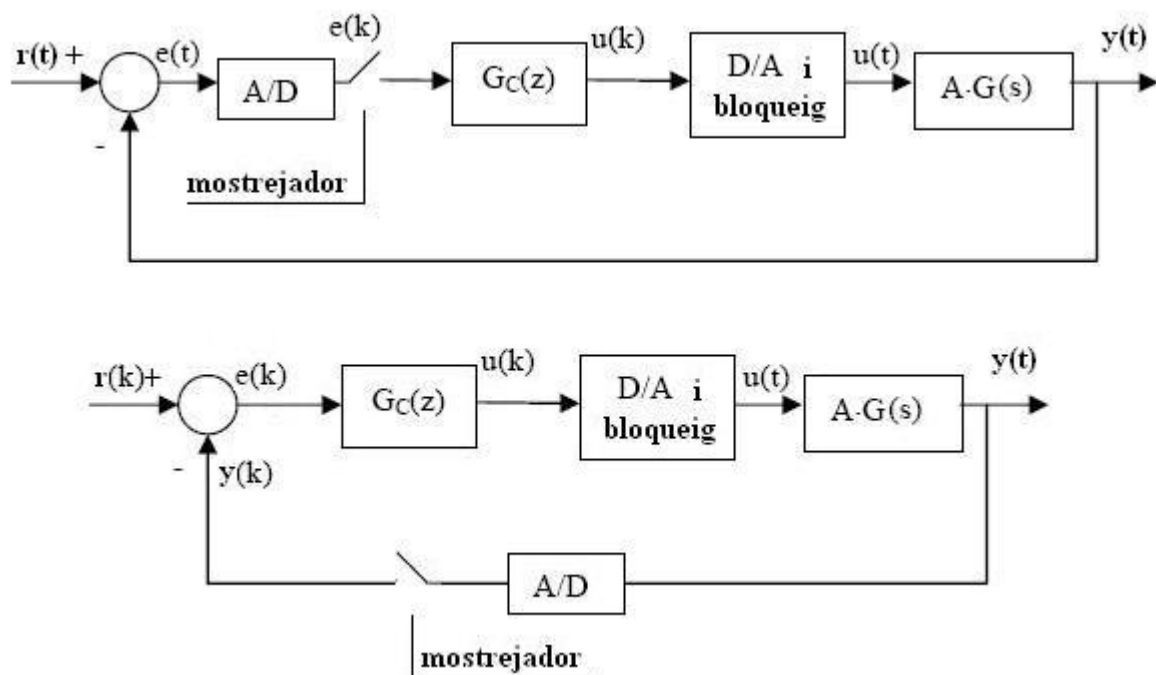


Figura 5.1 Diagrames de blocs de bucles de control discretitzat

Les diferències que hi ha en relació al diagrama de la figura 2.4 són el senyal d'error digital  $e(k)$  i el senyal de control digital  $u(k)$ .  $G_c(z)$  és l'equivalent discret de  $G_c(s)$  i que s'obté fent ús de la transformada  $z$ , que té la mateixa funció en els sistemes discrets que la transformada de Laplace en l'anàlisi de sistemes continus.



## 5.1 Discretització

La discretització consisteix en obtenir un sistema en temps discret que es comporti aproximadament igual que un sistema continu conegut. En els instants de mostreig coincideix amb el sistema continu i si augmentem molt la freqüència de mostreig arribarà a coincidir amb el real.

Igual que un model en sistema continu (lineal i invariant) està representat per una equació diferencial, un model d'un sistema discret ve donat per una equació en diferències. La transformada  $z$  fa el mateix paper en el sistema discret que la transformada de Laplace en el sistema continu per la obtenció de la funció de transferència. Les mostres per diferents instants de mostreig, desenvolupen, per a les equacions en diferències, el mateix paper que les derivades en les equacions diferencials.

Podem obtenir l'expressió del controlador PID digital a partir del controlador PID analògic amb certes transformacions [14]. Les components per separat del controlador PID digital, tant en funció de la variable temps en forma discreta (instants de temps  $nT$ ), on  $T$  és el període de mostreig com en funció de la variable  $z$  les obtenim de la següent forma:

Per obtenir el component diferencial.

- de l'expressió en el domini del temps

$$u_D(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (5.1)$$

- Transformant-la en discreta, segons la definició de la derivada, al considerar el temps com valors discrets i prenen la diferència cap enrere

$$u_D(k) = K_D \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad (5.2)$$

- aplicant a l'expressió anterior la transformada  $z$

$$\begin{aligned} U_D(z) &= \frac{K_D}{T} [E(z) - z^{-1}E(z)] = \frac{K_D}{T} (1 - z^{-1})E(z) \Rightarrow \\ \Rightarrow G_{CD}(z) &= \frac{U_D(z)}{E(z)} = \frac{K_D}{T} (1 - z^{-1}) = \frac{K_D}{T} \frac{z-1}{z} \end{aligned} \quad (5.3)$$

L'expressió integral analògica es pot passar directament a discreta amb una transformació bilineal.

$$\begin{aligned} s &= \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \\ R_I(s) = \frac{U_I(s)}{E(s)} = \frac{K_I}{s} &\Rightarrow R_I(z) = \frac{U_I(z)}{E(z)} = K_I \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} \Rightarrow U_I(z) = K_I \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} E(z) \end{aligned} \quad (5.4)$$

L'expressió temporal en forma discreta serà la següent

$$U_I(z) = z^{-1}U_I(z) + K_I \frac{T}{2} [E(z) + z^{-1}E(z)] \Rightarrow u_I(k) = u_I(k-1) + TK_I \frac{e(k) + e(k-1)}{2} \quad (5.5)$$

Tenint en compte que el terme proporcional no pateix cap variació, tindrem

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (5.6)$$

L'equació en diferències que defineix el PID discret queda a partir de les equacions (5.2), (5.5) i (5.6). Podem veure a la figura 5.2 la representació gràfica d'aquesta equació.

$$u(k) = u_p(k) + u_I(k) + u_D(k) \quad (5.7)$$

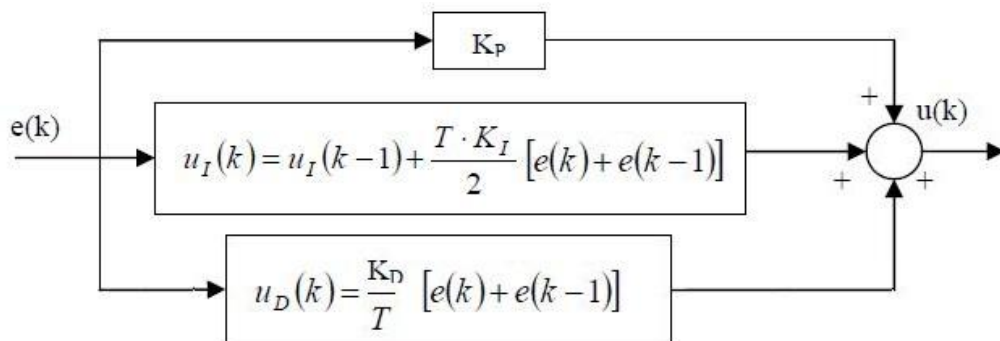


Figura 5.2 Controlador PID en funció d'instants de temps

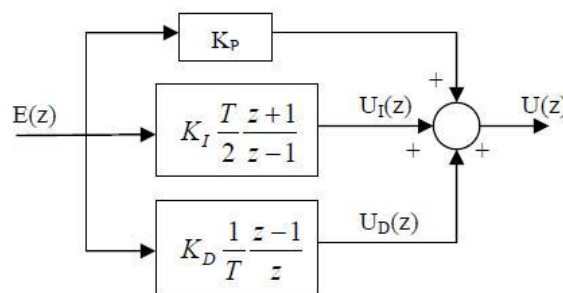


Figura 5.3 Controlador PID en funció de la variable z

Al contrari que un controlador analògic, el digital s'implementa mitjançant un programa en un sistema basat en microprocessador. L'ús de llenguatges d'alt nivell, com és el cas del C, facilita la implementació de controladors PID o d'altres tipus, sobre dispositius microcontrolats amb una alternativa de desenvolupar sistemes de control a baix cost.

## 5.2 Algorisme del controlador PID digital

Per implementar el controlador digital amb un programa, podem utilitzar l'expressió en temps discret obtinguda en l'apartat anterior.

El que ha de fer el programa és agafar els valors d'entrada  $r(t)$  i sortida  $y(t)$ , i calcular el senyal d'error  $e(k)$  cada cert interval de temps, conegut com a instant de mostreig  $nT$ . A partir del senyal d'error farem els càlculs del controlador PID per obtenir el valor dels senyals de control  $u(k)$ . Aquests passos els realitzarem repetidament cada instant de mostreig.

El programa, a més a més, ha d'anar emmagatzemant els valors  $e(k)$  i  $u_I(k)$  en cada execució, per disposar d'aquests valors en l'execució següent com a valors  $e(k-1)$  i  $u_I(k-1)$ .

L'algorisme per aquest programa serà com segueix:

```

n=0
Per cada instant n de mostreig fer
  Llegir sortida y(k)
  Llegir entrada r(k)
  e(k) = r(k) - y(k)
  u_I(k) = u_I(k-1) + K_I * (e(k) + e(k-1)) / 2 * T
  u_D(k) = (e(k) - e(k-1)) / T * K_D
  u(k) = K_P * e(k) + u_I(k) + u_D(k)
  enviar a la planta e(k) i mantenir
  n = n+1

```

Orientat l'algorisme més de cara a la programació podem escriure:

```

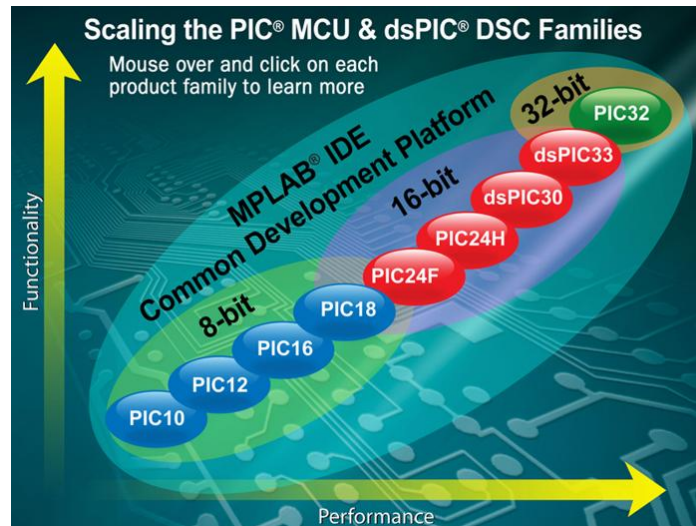
ERROR_ANTERIOR = 0
INTEGRAL = 0
Per cada instant de mostreig fer:
  Llegir SORTIDA
  Llegir CONSIGNA
  ERROR = CONSIGNA - SORTIDA
  INTEGRAL = INTEGRAL + K_I * (ERROR + ERROR_ANTERIOR) / 2 * T
  DERIVADA = (ERROR - ERROR_ANTERIOR) / T * K_D
  CONTROL = K_P * ERROR + INTEGRAL + DERIVADA
  ENVIAR ERROR A LA PLANTA
  I MANTENIR (ERROR_ANTERIOR = ERROR)

```

### 5.3 Elecció de microcontrolador

L'elecció del microcontrolador ja ens ve determinada per l'enunciat, ja que s'indica que es faci amb un PIC o dsPIC. Per tant anem a veure les característiques d'aquests elements.

En una primera valoració, a la pàgina de Microchip podem trobar molta informació referent als PICs. A la Figura 5.4 es presenta una vista general comparativa de les diferents famílies.



**Figura 5.4 Escalat de les famílies de PICs**

El primer que hem de determinar és de quants de bits ha de ser el nostre micro. La recerca d'informació ens fa pensar que es pot implementar un controlador PID amb un microcontrolador de 8 bits, atès que s'ha trobat alguna informació al respecte com s'indica a [15]. De la mateixa informació podem obtenir unes aproximacions per dimensionar el microcontrolador i s'obté per a variables de firmware que estan compostes per  $r(k)$ ,  $y(k)$ ,  $e(k)$ ,  $e(k-1)$ ,  $u_I(k)$ ,  $u_I(k-1)$ ,  $u_D(k)$  i constants com  $K_P$ ,  $K_I$ ,  $K_D$ , en un total de 232 bits, i 1200 cicles d'instrucció per a les diferents funcions del programa, que a 10 MIPS representen un temps de programa de 120  $\mu$ s (aquesta quantitat pot variar en funció de la mida de l'error i la quantitat de rutines matemàtiques emprades). Aquests valors ens determinen la quantitat de memòria necessària.

Un altre paràmetre necessari és el període de mostreig  $T$ . La teoria ens diu que el període de mostreig ha de ser molt inferior al temps d'establiment (es pot trobar informació que parla de ser  $< \tau_0/4$ ). Sembla que un mostreig d'1ms dona prou marge al temps de programa i compleix de sobres amb la condició indicada [16].

La pregunta, de si val la pena intentar treballar amb 8 bits en lloc de 16, ens ho pot respondre l'estudi de preus que es presenta a la taula 5.1.

**Taula 5.1 Comparativa de preus**

Família	Model	Preu
PIC18	PIC18F45J10	1,963€
dsPIC30F	dsPIC30F6010A	9,568€

Els dos models indicats disposen d'un convertidor A/D de 10 bits necessari per fer la conversió del senyal d'entrada.

Per aquests motius es treballa amb la implementació digital amb un PIC de 8 bits, a no ser que durant la programació ens trobem amb alguna condició no considerada que ens obligui a saltar a un model de característiques superiors.

## 5.4 Implementació del PID amb codi C

Una vegada definit el microprocessador implementem el nostre PID en un programa en C seguint l'algorisme presentat a l'apartat anterior. El codi del programa es troba detallat en l'annex 2.

Per tal d'adquirir el senyal d'entrada, es fa ús del canal0 del convertidor analògic a digital. En canvi, per al senyal de sortida es fa ús dels pins RC0, RC1, RC2, RC3, RC4, RC5, RC6 i RC7 per codificar en 8 bits el senyal de sortida.

El programa fa ús de 5 llibreries. Per una banda, les generals `stdio.h` i `stdlib.h` per entrades i sortides i processament de text, respectivament. Per l'altra, es fa ús d'una llibreria específica per pics de la sèrie 18 i dues més per la configuració del convertor A/D i per als retards.

Al començament del programa s'inicialitzen les constants i es defineixen les variables globals.

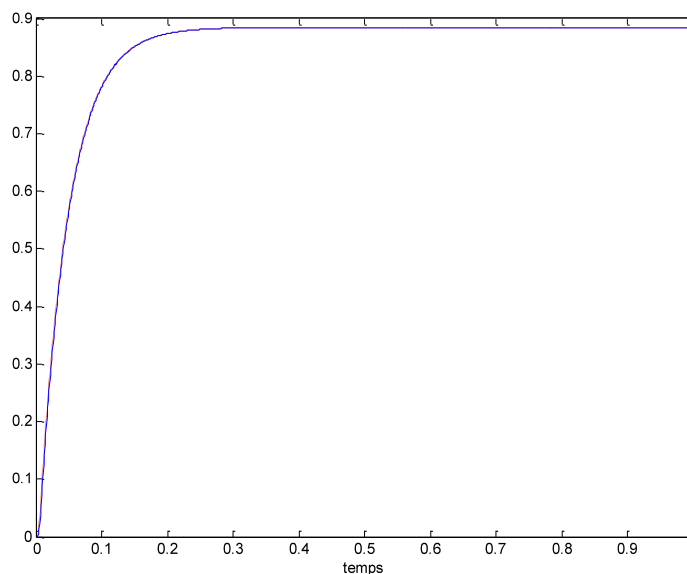
S'ha definit una funció fora de la `main` per fer el càlcul del PID i que es crida dins del bucle sense fi de la `main`.

A continuació, ja es defineix la funció `main`. Inicialment, configura els pins del port C i s'activa el convertidor analògic a digital. Seguidament, s'entra en una estructura `while` que realitza la mesura, la conversió d'unitats, el càlcul del senyal de sortida i finalment es mostra pel port C el resultat, després de cada mostreig.

## 5.5 Simulació i prova de resultats

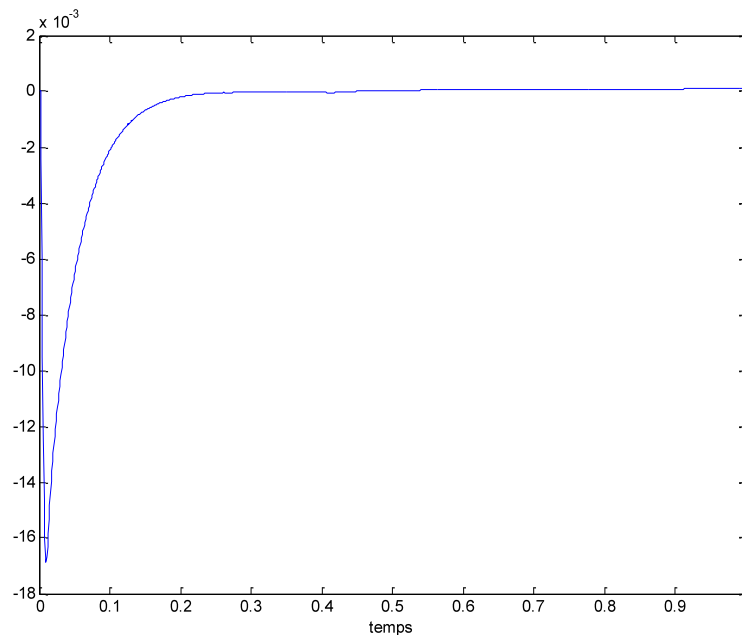
Per tal de comprovar que el codi que s'ha escrit produeix els resultats esperats es disposa de l'eina MPLAB-SIM. En el nostre cas no s'ha pogut utilitzar aquesta eina per la comprovació, ja que no disposem de la planta i per tant no es pot tancar el circuit. L'eina MPLAB ens serveix per compilar i programar el PIC si es disposa del circuit adaptador corresponent.

En el nostre cas el que fem és simular la planta mitjançant software. Es passa la funció de transferència de la planta a discreta i s'implementa en un programa en C i juntament amb el programa del PID podem comprovar el resultat del conjunt. També s'ha fet el càlcul amb el MATLAB per veure el resultat teòric i les possibles diferències amb la implementació per software i que com es pot veure a la figura 5.5 és mínima per no dir nul·la. En roig està el resultat en MATLAB i en negre el resultat del programa.



**Figura 5.5 Resposta del PID+planta amb MATLAB i amb C**

També s'ha fet el càlcul de l'error sortida/entrada i com es pot comprovar a la figura 5.6 el resultat és de l'ordre de mil·lèsimes, pel que el podem considerar molt bo.



**Figura 5.6 Error entrada / sortida**

El controlador discret compleix els objectius plantejats al començament i constitueix una possible solució al problema.

## 5.6 Comparació de les alternatives

### PID analògic

- És difícil d'ajustar, la D pura no es pot implementar
- La circuiteria no resulta difícil
- Té un cost relativament baix
- S'ha aconseguit implementar complint les especificacions, però el temps de resposta no és molt bo
- Està superat per les característiques del digital

### PID digital

- Es pot implementar de forma completa, no hi ha limitacions
- La programació no és complexa
- El cost pot ser inferior
- La implementació dóna uns resultats molt bons, el temps de resposta és excel·lent
- És molt versàtil i permet modificacions per programació

És evident que la implementació digital és molt més avantatjosa i seria la que escolliria.

## Capítol 6 Valoració econòmica

Una vegada finalitzat el projecte és pot realitzar un balanç econòmic. Per tal de dur a terme aquest projecte s'han emprat diferents recursos humans i materials.

Per la part del projecte es considera necessari invertir unes 120 hores d'un enginyer en formació. Aquestes hores es corresponen a 15 jornades laborals. Si s'assumeix un salari d'uns 1800 € bruts per mes (21 jornades), corresponen 1286 € de recursos humans.

Pel que fa a recursos materials, a nivell de software, s'ha fet servir software lliure o d'avaluació, pel que es pot considerar que no hi ha més cost que el de les baixades a través d'Internet.

A nivell de hardware s'utilitza el punt de treball estàndard de la UOC amb un preu aproximat de 600€. La connexió ADSL a Internet es valora en uns 30€.

Si s'assigna un 5% del valor del hardware i de la connexió ADSL, el cost total puja fins a 1,317.5 €.

## Capítol 7 Conclusions

En aquest treball s'ha fet un estudi dels Sistemes de Control i s'ha particularitzat per al control de Disc Dur. Ens hem endinsat en el disseny d'un controlador PID, valorant els mètodes d'ajust de Ziegler-Nichols i els seus derivats, comprovant que hi ha molta diversitat de mètodes de sintonia i aprofitant els resultats de recerca bibliogràfica per arribar a uns valors de les seves constants, amb uns resultats satisfactoris segons les especificacions.

En la implementació analògica hem pogut veure les dificultats sorgides a l'hora d'implementar la part derivativa, i hem pogut comprendre, com molta bibliografia recomana, la utilització del controlador PI en lloc del PID, sempre que sigui possible, ja que sinó la part derivativa pura no es pot implementar i s'ha de fer per aproximació.

En la part digital hem pogut veure que sí que ens permet la implementació del controlador PID pur i amb un conjunt d'avantatges a tenir molt en compte en el cas d'haver de fer una implementació futura.

Pel que fa a la valoració econòmica, com que no s'ha arribat a fer una implementació física i tot ha estat per simulació, no podem donar unes valoracions reals, però sí dir que en materials la implementació digital és menys costosa que l'analògica (tampoc no són diferències abismals), si bé el cost pot augmentar en temps de programació.

Com a resultats podem dir que la implementació digital dóna uns resultats molt millors que la implementació analògica

### 7.1 Futurs treball

Sembla que queda un camp molt obert per al tema dels Discs Durs i per tant per al seu control. La seva capacitat està arribant al límit que permet la tecnologia actual de 2,1Tb i s'hauran de fer modificacions a nivell de Sistemes Operatius per poder ampliar aquesta capacitat, el que també comportarà canvis en la mateixa estructura del Disc Dur.

També s'ha trobat molta documentació que apunta tecnologies de millora del control dels Discs Durs i que deixen el camp molt obert. Controls amb aprenentatge iteratiu, control predictiu, xarxes neuronals, etc...



## 8 Glossari

**Amplificador operacional:** Component electrònic actiu dels circuits elèctrics que presenta una entrada no inversora, una inversora i una sortida, a més de l'alimentació. La tensió de sortida és la diferència entre les entrades i multiplicada pel guany de llaç obert.

**Bobina:** Component electrònic passiu dels circuits elèctrics, que a causa del fenomen de l'autoinducció emmagatzema energia en forma de camp magnètic creat pel pas de corrent elèctric.

**Convertidor analògic-digital:** És un dispositiu electrònic que té la capacitat de convertir un senyal analògic en un altre de digital. És a dir es realitza la discretització d'un senyal contínu.

**Compilador:** Programa que tradueix el codi d'un llenguatge informàtic com pot ser C, a un altra llenguatge informàtic. Típicament, es tradueix des d'un llenguatge d'alt nivell a un de baix nivell normalment assemblador.

**Condensador:** Component electrònic passiu dels circuits elèctrics que emmagatzema energia en el camp elèctric que estableix entre un parell de conductors els quals estan carregats, però amb càrregues elèctriques oposades.

**Diagrama de Gantt:** Eina de planificació del treball que representa les activitats que s'han de realitzar i quan s'han de realitzar.

**Llenguatge assemblador:** Llenguatge de programació de baix nivell. Implementa una representació simbòlica del codi binari i altres constants necessàries per programar en una arquitectura del processador concreta. Presenta una estreta relació amb l'arquitectura en què s'executa el programa.

**Llenguatge C:** Llenguatge de programació més utilitzat per desenvolupar sistemes operatius i altres tipus de programari bàsic. És un llenguatge de mitjà nivell que té moltes característiques de baix nivell.

**Memòria flash:** Memòria de tipus EEPROM que permet esborrar posicions de memòria amb una operació programable. Està implementada en xips que mantenen el seu contingut sense necessitat de tensió d'alimentació.

**Microchip:** Empresa de desenvolupa, fabrica i distribueix components electrònics. Especialment microprocessadors.

**Microncontrolador:** Microprocessador especialitzat a controlar equips electrònics.

**MPLAB IDE:** Entorn de desenvolupament i implementació de programes per pics. Integra editor de textos, compiladors, diferents eines de simulació, i programari per gravar els programes a la memòria dels pics.

**Pic:** Microprocessador fabricat per l'empresa Microchip

**TINA-TI:** Eina de simulació de circuits de l'empresa de components Texas Instruments.

**Transformada de Laplace:** La transformada de Laplace d'una funció  $f(t)$  definida (en matemàtiques i, en particular, en anàlisi funcional) per a tots els nombres reals  $t \geq 0$ , es la funció  $F(s)$ , definida per:

$$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt.$$

sempre i quan la integral estigui definida.

Aquesta transformada integral té una sèrie de propietats que la fan útil en l'anàlisi de sistemes lineals. Un dels avantatges més significatius radica en què la integració i derivació es converteixen en multiplicació i divisió. Això transforma les equacions diferencials i integrables en equacions polinòmiques, molt més fàcils de resoldre.

## 9 Bibliografia

- [1] Deploying the Next Generation of High-Capacity Hard Drives. Technology Paper. © 2010 Seagate Technology LLC.
- [2] Track-seeking control of a hard disk drive using multirate generalized predictive control to improve intersample performance. Takao Sato and Shiro Masuda. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control* Volume 5, Number 12(A), December 2009
- [3] Multiple robust track-following controller design in hard disk drives. Jongeun Choi, Ryozi Nagamune and Roberto Horowitz. INTERNATIONAL JOURNAL OF ADAPTIVE CONTROL AND SIGNAL PROCESSING Int. J. Adapt. Control Signal Process. (2007)
- [4] Feedback and Control Systems. 2nd edition. Joseph J. Distefano and al. McGraw-Hill 1995.
- [5] A Nonlinear PID Control Scheme for Hard Disk Drive Servosystems. Basel M. Isayed and Muhammad A. Hawwa. Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control & Automation, July 27-29, 2007, Athens Greece.
- [6] Design and Implementation of a Hard Disk Drive Read/Write Head Controller Using FPGA for Optimal Performance. Thummeti Buchi Reddy and M. J. Nigam. *Journal of Physical Sciences*, Vol. 11, 2007, 185-198
- [7] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop, *Modern Control Systems*, Addison-Wesley, Eighth edition, 1999.
- [8] Araki M. *PID Control*, CONTROL SYSTEM ROBOTICS AND AUTOMATION, Vol II. *Encyclopedia of Life Support Systems*
- [9] HANDBOOK OF PI AND PID CONTROLLER TUNING RULES (3rd Edition). Aidan O'Dwyer. 2009 Imperial College Press
- [10] Design and Implementation of a Hard Disk Drive Read/Write Head Controller Using FPGA for Optimal Performance. Thummeti Buchi Reddy and M. J. Nigam. *Journal of Physical Sciences*, Vol. 11, 2007
- [11] Calvo Rolle, José Luis et al. Metodo gráfico didáctico para matlab de ajuste de reguladores pid en cadena cerrada. <http://www.cea-ifac.es/actividades/jornadas/XXIX/pdf/205.pdf>
- [12] Todd P. Meyrath. Multipurpose Analog PID Controller. AOLCND University of Texas. 2005
- [13] J.I.Escudero, M.Parada, F.Simón. TEMA 4: FILTROS. [http://www.dte.us.es/ing\\_inf/ins\\_elec/temario/Tema%204.%20Filtros.pdf](http://www.dte.us.es/ing_inf/ins_elec/temario/Tema%204.%20Filtros.pdf)
- [14] Jorge Pomares Baeza y Fco. Andrés Candelas Herías. Implementación digital de reguladores analógicos. Universitat d'Alacant. 2009.
- [15] Chris Valenti. Implementing a PID Controller Using a PIC18 MCU. Microchip Technology Inc. 2004

[16] *Ilber Adonayt Ruge Ruge*. METODO BASICO PARA IMPLEMENTAR UN CONTROLADOR DIGITAL PID EN UN MICROCONTROLADOR PIC PARA DESARROLLO DE APLICACIONES A BAJO COSTO. GITEINCO Fusagasuga – Colombia [2008]

## 10 Annexos

### 10.1 Annex I: Especificacions del microcontrolador

## PIC18F45J10 Family

### 28/40/44-Pin High-Performance, RISC Microcontrollers

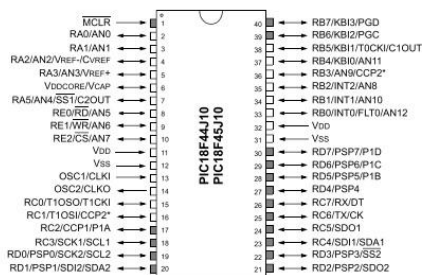
Features	PIC18F24J10	PIC18F25J10	PIC18F44J10	PIC18F45J10
Operating Frequency	DC – 40 MHz	DC – 40 MHz	DC – 40 MHz	DC – 40 MHz
Program Memory (Bytes)	16384	32768	16384	32768
Program Memory (Instructions)	8192	16384	8192	16384
Data Memory (Bytes)	1024	1024	1024	1024
Interrupt Sources	19	19	20	20
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	1	1
Enhanced Capture/Compare/PWM Modules	0	0	1	1
Serial Communications	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART
Parallel Communications (PSP)	No	No	Yes	Yes
10-Bit Analog-to-Digital Module	10 Input Channels	10 Input Channels	13 Input Channels	13 Input Channels
Resets (and Delays)	POR, BOR <sup>(1)</sup> , RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR, WDT	POR, BOR <sup>(1)</sup> , RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR, WDT	POR, BOR <sup>(1)</sup> , RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR, WDT	POR, BOR <sup>(1)</sup> , RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR, WDT
Programmable Brown-out Reset	Yes	Yes	Yes	Yes
Instruction Set	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled
Packages	28-pin SPDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	28-pin SPDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin QFN 44-pin TQFP	40-pin PDIP 44-pin QFN 44-pin TQFP

40-Pin PDIP (600 MIL)

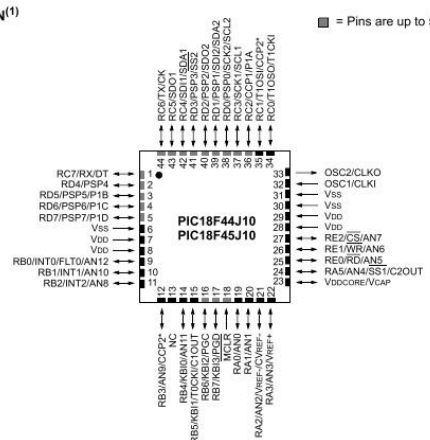
■ = Pins are up to 5.5V tolerant

44-Pin QFN<sup>(1)</sup>

■ = Pins are up to 5.5V tolerant



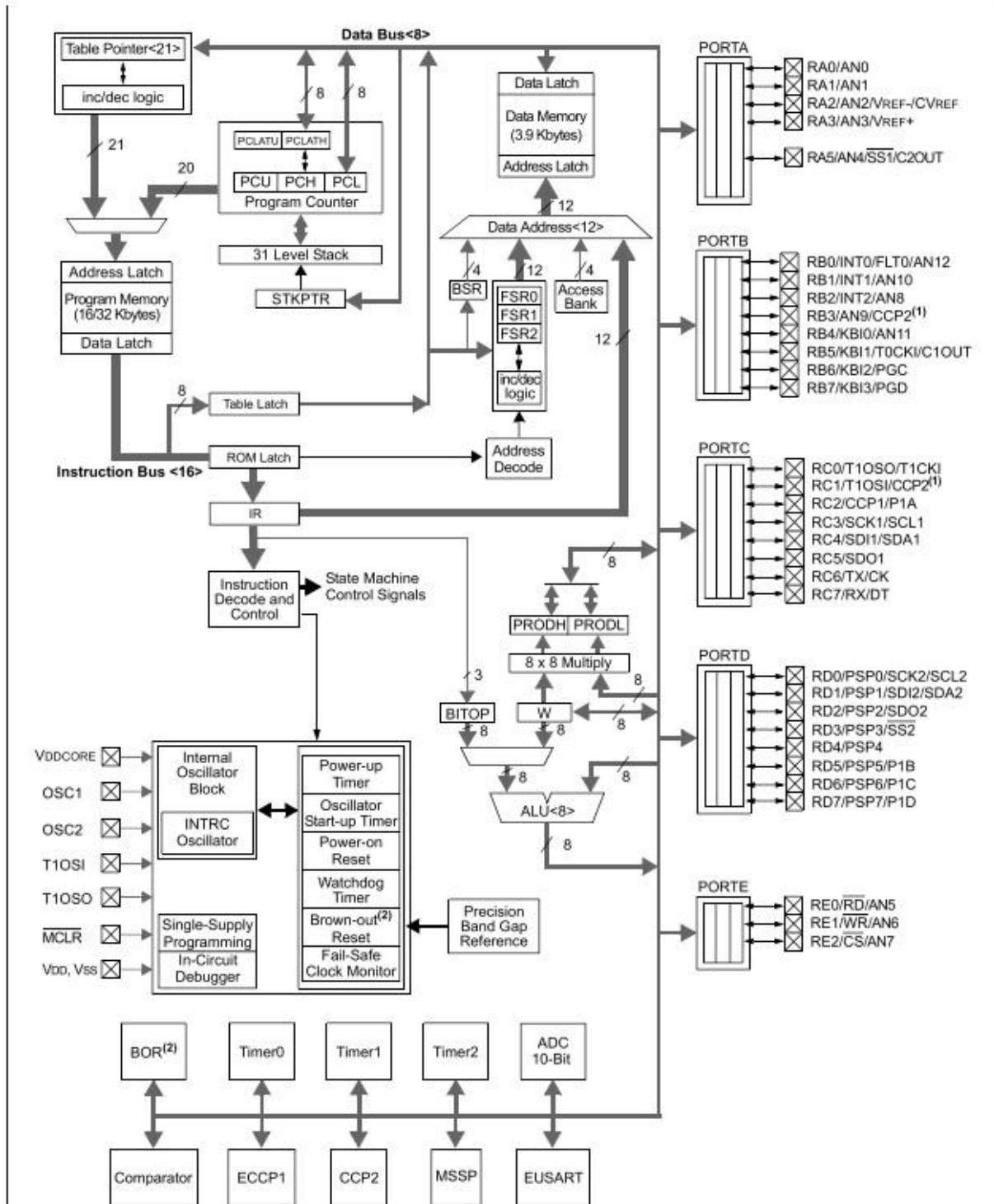
<sup>1</sup> Pin feature is dependent on device configuration.



<sup>1</sup> Pin feature is dependent on device configuration.

Note 1: For the QFN package, it is recommended that the bottom pad be connected to Vss.

**PIC18F44J10/45J10 (40/44-PIN) BLOCK DIAGRAM**



**Note 1:** CCP2 is multiplexed with RC1 when Configuration bit, CCP2MX, is set, or RB3 when CCP2MX is not set.  
**Note 2:** Brown-out Reset is not available in PIC18LF2XJ10/4XJ10 devices.

## 10.2 Annex II: Codi C de la implementació del pic

```
#include "p18f45j10.h"
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <adc.h>
#include <delays.h>

double entrada, error, sortida, sorpid; // millor fer servir precisió doble
si és possible. així la sortida serà més exacta.

double eT,e0,uiT,ui0,udT,uT;

double T;

int kp=1000;
int ki=1;
int kd=50;

float max=5; //considerem alimentacio de 5v
float min=0;

//Funcio per calcular la resposta del PID

double pid(double entpid)
{
eT=entpid;

uiT=ui0+ki*(eT+e0)*T/2;
udT=kd*(eT-e0)/T;
uT=kp*eT+uiT+udT;

// el wind up, en una primera aproximació ho podem quitar, ja que en el
procés de disseny no l'hem tingut en compte i con que és en simulació ja
sortirà bé
// sinó, el wind-up introdueix oscil·lació en el sistema i tampoc ho hem
tingut en compte en el cas analògic, tampoc seria una comparació justa.
// el que està clar és que és més còmoda i menys problemàtica la
implementació del controaldor ediscret, ja que tenim control molt més
elevat del que fem
//if(uT>max){ //Anti-windup
//    uT=max;
// }
//else{
//    if(uT<min){
//        uT=min;
//    }
// }
//}

ui0=uiT;

e0=eT;
return uT;
}

void main (void)
{

// inicialitzacio
    e0 = 1; // ja que l'error inicial és 1-0 = 1
    ui0=0; // valor inicial de l'acció integradora
```

```

T = 0.001;

entrada=1.0;
sortida=0.0;

//Configuracio de pins de sortida
TRISC = 0; // Controla la direccio dels pins de sortida
PORTC = 0; // Tots els 8 pins son sortida

unsigned int canal0=0;
//Configurem ADC
OpenADC(ADC_FOSC_RC & ADC_RIGHT_JUST & ADC_8_TAD, //Config ADCON2
        ADC_CH0 & ADC_INT_OFF, //Config ADCON0
        15); //Config ADCON1
        Delay10TCYx(2); // 20us per que carregui el
condensdor S&H

// ara hem d'inicialitzar els primers valors del controlador que
malgrat que les condicions inicials de la planta siguin 0, el controlador
només té 1 condició inicial
error=entrada-sortida;
sorpido=pido(error); // no calculem la sortida ja que les condicions
inicials són zero.
fprintf(dades_sortida,"%f\n",sortida); // la sortida és la mateixa ja
que és zero les primeres

sorpido=pido(error);
fprintf(dades_sortida,"%f\n",sortida);

sorpido=pido(error);
fprintf(dades_sortida,"%f\n",sortida); // tres vegades fins que es
generi el control pels tres primer moments

while(1){
ConvertADC();
while(BusyADC()); //Fins que acabi
canal0 = ReadADC();

error=entrada-sortida;

sorpido=pido(error);

printf("%d\n",canal0);
Delay1KTCYx(1); //Retard 1ms. Periode de mostreig
}
}

```