



**Escola Politècnica Superior
de Castelldefels**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TREBALL DE FI DE CARRERA

TÍTOL DEL TFC: Gestió de l'energia captada per cel·les solars mitjançant interfícies commutades

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes de Telecomunicació

AUTOR: Gómez-Valadés Maturano, Francisco José

DIRECTOR: CUADRAS TOMÁS, Àngel

DATA: 7 de juliol de 2008

Títol: Gestió de l'energia captada per cel·les solars mitjançant interfícies commutades

Autor: Gómez-Valadés Maturano, Francisco José

Director: CUADRAS TOMÁS, Ángel

Data: 8 de juliol de 2008

Resum

La necessitat de distribuir sensors i sistemes d'adquisició de dades, per mesurar magnituds del medi on es troben, requereixen d'un sistema d'alimentació eficient que els hi permeti ser autònoms i estalviar costos de manteniment i reposició.

Es proposa una interfície capaç d'alimentar un dispositiu Zigbee mitjançant un panell solar, amb l'objectiu de regular la tensió d'alimentació amb circuits de baix consum que a més a més permetin emmagatzemar energia en un supercondensador. Aquest té una capacítancia elevada i un cicle de vida més llarg que les bateries convencionals.

S'ha desenvolupat un convertidor commutat basat en el model buck step-down i el convertidor I-V girador, aprofitant el corrent d'un panell solar per regular la tensió de sortida. El sistema de control que controla la regulació de tensió i l'emmagatzematge de corrent es fa digitalment a través d'un microcontrolador 16F873. Les seves prestacions permeten posar a prova el sistema de control dissenyat.

Dels resultats experimentals es conclou: 1) S'alimenta una càrrega Zigbee amb el marge de tensions requerit i de forma estable. Paral·lelament es carrega un supercondensador, emmagatzemant energia. 2) El regulador commutat entrega a la càrrega la major part de l'energia de la font amb una eficiència excel·lent. 3) La funció del microcontrolador és vital pel funcionament de la interfície, a més juga un paper fonamental per les futures ampliacions del sistema.

Per resoldre el principal problema d'eficiència, es proposa treballar en configuracions d'emmagatzematge amb més capacitat i per tant més òptimes. D'altra banda, el consum significatiu del micropic escollit (aprox. 10%) planteja l'opció de fer servir un dispositiu comercial que treballi a menys potència.

Title: Solar energy harvesting and power management by switching interfaces

Author: Gómez-Valadés Maturano, Francisco José

Director: CUADRAS TOMÁS, Ángel

Date: July, 8th 2008

Overview

The need to autonomous sensors networks and data acquisition systems for environmental monitoring requires efficient power supplies able to harvest environmental energy in order to save maintenance costs and replacement material.

An interface able to feed a Zigbee device through a solar panel is proposed. Two main aims are intended: voltage regulation through low consumption circuits and energy storage in a supercapacitor. Supercapacitors show large storage capacity and are more long-lasting than conventional batteries.

A switching regulator has been developed based on the buck step-down and I-V gyrator configuration, taking advantage of the current provided by the solar panel to regulate the output voltage. The control system in charge of voltage regulation and energy storage is digitally controlled by a microcontroller 16F873. Its features let to try the designed control system.

According to the experimental results, it is concluded that: 1) A Zigbee node is properly feed and stabilized in its voltage range. At the same time, a supercapacitor has been charged storing energy. 2) The major part of the energy provided by the source, is delivered to the load at high efficiency. 4) The role of the microcontroller is critical in order to let the system work. It plays an essential part even for futures changes of the interface.

To solve the efficiency problem, it is proposed to work on storage configurations providing more capacity, and thus becoming more efficient. On the other hand, the significant consumption of the micropic (around 10%) makes convenient to use other commercial devices working at lower power.

ÍNDIX

INTRODUCCIÓ	1
CAPÍTOL 1. FONAMENTS	3
1.1. Cel·la solar: font d'energia	3
1.2. Gestió de l'energia	5
1.3. Etapa de filtrat.....	14
1.4. Etapa d'emmagatzematge	15
1.5. Sistema de control	16
CAPÍTOL 2. DISSENYS I SIMULACIONS.....	18
2.1. Panell solar.....	18
2.2. Etapa de filtrat.....	19
2.3. Interfície commutada	21
2.4. Sistema de control	22
CAPÍTOL 3. MESURES I DISCUSSIONS EXPERIMENTALS	35
3.1. Font d'alimentació.....	35
3.2. Regulador de càrrega.....	35
3.3. Mesures supercondensador.....	39
3.4. Consum de la interfície	41
3.5. Aportacions del microcontrolador.....	¡Error! Marcador no definido.
CAPÍTOL 4. CONCLUSIONS I LINIES DE TREBALL FUTURES	49
CAPÍTOL 5. ESTUDI D'AMBIENTALIZACIÓ.....	50
REFERÈNCIES	51
BIBLIOGRAFIA	53

INTRODUCCIÓ

Algunes aplicacions (p.ex. estacions meteorològiques) fan servir sistemes de sensat dintre d'un entorn físic per obtenir mesures de magnituds tals com humitat, pressió, temperatura o llum. Aquests sistemes d'adquisició de dades, usualment s'alimenten amb piles i requereixen un manteniment i cost afegit, doncs necessiten un operari que es desplaci a canviar les piles.

Cada vegada es potencia més l'extracció d'energies renovables, tals com la solar o eòlica, per produir energia elèctrica. Aprofitant el desenvolupament de transductors que converteixen les radiacions solars en energia elèctrica (cel·les solars), s'integren sistemes per alimentar dispositius electrònics amb l'objectiu de tenir alta eficiència energètica i gran autonomia.

Els sistemes de sensors autònoms pretenen autoabastir-se amb l'energia de l'entorn per operar sense requerir manteniment. Amb la seva àmplia distribució, cal desenvolupar interfícies per aconseguir una alimentació de llarga durada i eficient. Una bona gestió dels recursos és clau en els sistemes de captació, on l'energia disponible és molt petita.

Problemàtica

Per aconseguir autonomia energètica es poden fer servir piles, les quals requereixen un cost de manteniment un cop es gasten, o bé captar l'energia del medi, pel qual es necessari un estudi acurat del circuit i els recursos energètics de l'entorn per resoldre els següents problemes:

1. Mitjançant un panell solar, alimentar una càrrega amb voltatge i corrent suficients de forma contínua (en necessitarà menys de la disponible).
2. Per regular la càrrega, quin regulador és més adient (lineal, commutat), i filtrar posteriorment.
3. Per tenir reserves energètiques quan no se'n puguin obtenir del medi, com s'emmagatzemaran, amb bateries o supercondensadors.

Objectius

El propòsit és dissenyar interfícies per aplicacions de baixa potència, capaces de gestionar el més eficientment possible l'energia que capta un panell solar de baix consum (màx. 1W). Això implicarà:

1. Regular el corrent de la font i convertir-ho en tensió amb el mínim de pèrdues.
2. Emmagatzemar l'energia sobrant (el panell en donarà més del que necessiti la càrrega) per abastir tot el sistema, sota qualsevol condició.
3. Fer servir un sistema de control digital que governi tant l'energia lliurada a la càrrega com l'emmagatzemada a la bateria, administrant els recursos segons el consum de la càrrega final.

CAPÍTOL 1. FONAMENTS

1.1. Cel·la solar: font d'energia

Les cel·les solars aconsegueixen convertir l'energia òptica en energia elèctrica. Aquesta propietat es coneix com efecte fotovoltaic i consisteix en que certs elements químics, mitjançant l'absorció de fotons de llum, són capaços de generar un petit corrent elèctric[1].

Les cel·les fotovoltaïques estan fetes de materials semiconductors dopats per tal de reduir la resistència que els seus materials ofereixen a l'electricitat. Quan els parells electró-forat, que es troben en les capes dels semiconductors n i p, són excitats mitjançant els fotons de llum es genera una diferència de potencial ΔV .

La cel·la solar es descriu amb un equivalent elèctric modelitzat com una font de corrent en paral·lel amb un díode (**Fig. 1.1**). Aquest model limita el corrent amb el valor de la font i el voltatge amb la tensió en borns del díode, uns 0,7V. Aquesta característica és útil per simular una aplicació en un entorn SPICE, per exemple, es dissenyarà un panell solar com l'associació de varies cel·les, on el voltatge donat és proporcional al nombre de cel·les, es pren com a model [2].

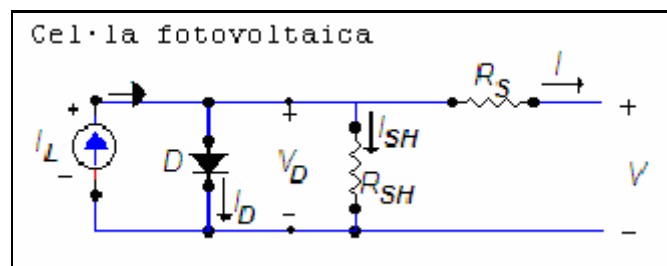


Fig. 1.1 Model elèctric de la cel·la solar.

De la primera llei de Kirschoff s'obté:

$$I = I_L - I_D - I_{SH} \quad (1.1)$$

on I_L és el corrent generat per la cel·la, I_D el corrent que travessa el díode, I_{SH} el corrent de pèrdues i I el corrent a la sortida de la cel·la. I_{SH} i I_D es poden expressar com:

$$I_{SH} = \frac{V_D}{R_{SH}} \quad (1.2)$$

$$V_D = V + R_S \cdot I \quad (1.3)$$

$$I_D = I_0 \left[\exp\left(\frac{q \cdot V_D}{\eta \cdot k_b \cdot T}\right) - 1 \right] \quad (1.4)$$

on V_D és la tensió en borns de la cel·la, V és la tensió de sortida i I_0 el corrent invers de saturació del díode D.

El corrent I_L és proporcional a la radiació solar global:

$$I_L = k E_{ir} \quad (1.5)$$

On k depèn de la superfície de la cel·la i és constant i E_{ir} és la irradiació solar (W/m^2).

La característica de la cel·la més important a considerar pel projecte és la corba I-V (**Fig. 1.2**). Gràficament es representa el corrent que aquesta pot lliurar i la tensió màxima que pot generar. Cal remarcar el punt òptim com aquell on la cel·la treballa amb el màxim de potència [1].

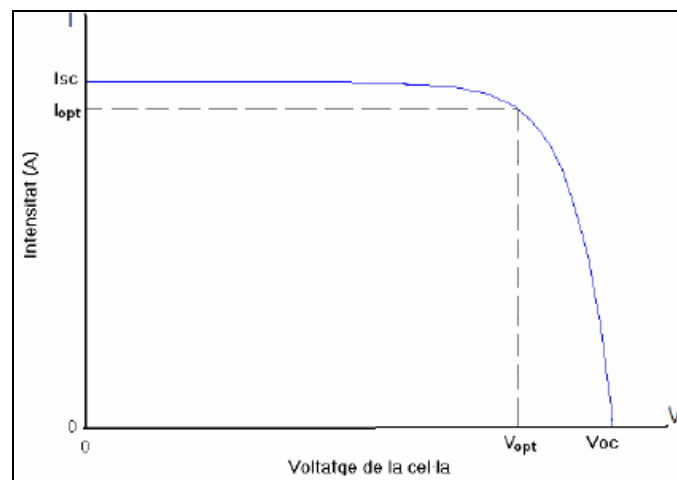


Fig. 1.2 Corba característica I-V d'una cel·la solar.

Les variables I_{SC} , V_{OC} , I_{opt} i V_{opt} es defineixen respectivament com corrent de curtcircuit, tensió en circuit obert, corrent òptim i tensió òptima. Així doncs, quan la tensió és zero (curtcircuit) el corrent I_{sc} és màxim:

$$I = I_L = I_{SC} \quad (1.6)$$

i quan la tensió és molt gran (circuit obert) el corrent és nul (I_{opt}).

Segons [2], el corrent I_{sc} que proporciona la cel·la es calcula com:

$$I_{sc} = \frac{I_{SC,panel}}{N_{CP}} \quad (1.7)$$

on N_{cp} és el nombre de cel·les en paral·lel i $I_{sc,panel}$ és el corrent de curt circuit que dona el panel solar, segons les dades del fabricant. La tensió de la cel·la ve donada per:

$$V_{oc} = \frac{V_{oc,panel}}{N_{CS}} \quad (1.7)$$

on N_{cs} el nombre de cel·les sèrie i $V_{oc,panel}$ és la tensió en circuit obert que dona el panel, segons les dades del fabricant

Cal tenir en compte les característiques de la cel·la solar per tal de seleccionar la que requereixi l'aplicació, segons els paràmetres I-V. El punt de màxima eficiència energètica que ofereix la cel·la serà el de màxima potència, on:

$$P_{max} = I_{opt} \cdot V_{opt} \quad (1.7)$$

Les cel·les solars es troben al mercat agrupades en mòduls de petites cel·les. Aquestes es poden connectar en sèrie, on el corrent és el mateix per tot el circuit o bé en paral·lel, per aconseguir més intensitat de corrent en obtenir la suma total de cel·les i donar per tant més potència. També hi ha agrupacions mixtes[1].

1.2. Gestió de l'energia

Tots els circuits electrònics requereixen una font de tensió continua estable. Per tal de garantir el seu bon funcionament, serà necessària la funció d'un regulador de tensió que proporcionarà un voltatge constant a la càrrega.

Tenint en compte que la font d'energia pot tractar-se d'un senyal AC o DC fluctuant, es fa imprescindible una etapa de regulació abans d'alimentar qualsevol circuit electrònic. En l'actual projecte es considera el senyal d'entrada com un corrent dc continu al laboratori, no obstant, en un medi exterior els nivells no seran sempre els desitjats ja que la llum varia segons el moment del dia, absència de llum de nit, segons les condicions climatològiques, l'orientació respecte la font (el sol), vibracions degudes al vent o ocells. Per tant, s'haurà d'estabilitzar la tensió rebuda.

1.2.1 Reguladors de tensió

Els reguladors de tensió es divideixen en dos grups, reguladors lineals i commutats, tals com s'estudien a [15].

- *Regulador lineal*

La funció del regulador lineal és mantenir constant la tensió a la càrrega, independentment de les variacions de la tensió d'entrada. Els modes d'operació del transistor que s'estudien són:

1. Actiu: Es comporta com una resistència en deixar passar un corrent.
2. Saturació (sat): La tensió en el col·lector és la mateixa que a l'emissor.
3. Tall: El corrent entre el col·lector i l'emissor és 0, hi ha circuit obert.

Un esquema clàssic del regulador lineal [20] és tal com es mostra a **Fig. 1.3**

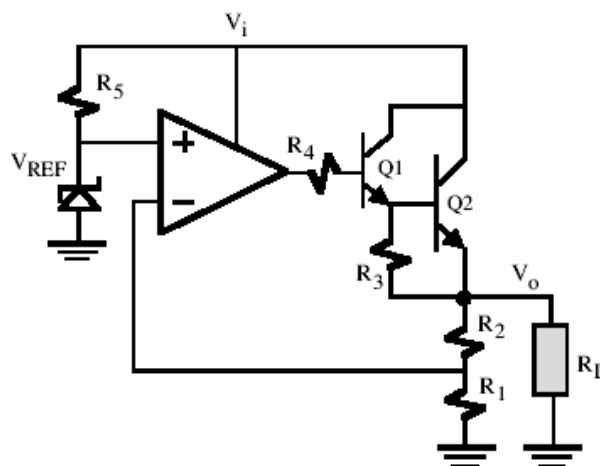


Fig. 1.3 Configuració d'un regulador lineal.

Es transfereix energia des d'una font d'entrada V_i no regulada cap a una càrrega que requereix d'un voltatge regulat V_o . El regulador consta d'un operacional amb un divisor de tensió a la càrrega final que serveix de referència per regular els nivells de voltatge. Es caracteritza V_o com:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_{ref} \quad (1.8)$$

Ajustant el valor de la resistència R_2 , s'aconsegueix el valor de tensió desitjat a la sortida.

El regulador lineal convencional pot constar d'un transistor npn BJT de baix consum (per exemple), caracteritzat per $I_c = I_b \cdot \beta$, amb I_c com el corrent de col·lector, I_b el corrent de base i el factor d'amplificació $\beta \approx 100$ típicament, V_{ce} (sat) ≈ 0.1 V i V_{be} (actiu) ≈ 0.7 V. La potència doncs que consumeix el transistor operant en la regió activa és:

$$P = (V_{ec} \cdot I_c + V_{be} \cdot I_b) \quad (1.9)$$

A més, l'eficiència del regulador és donada per la relació de la potència a la sortida entre la potència a l'entrada:

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_o}{P_i} = 100 \cdot \frac{V_o}{V_i} \quad (1.10)$$

La diferència mínima de tensió entre sortida i entrada per que un regulador pugui operar es defineix com *dropout voltage*. Aquest paràmetre és important, considerant la caiguda de tensió a regular hi haurà més o menys energia dissipada. Els reguladors lineals presenten una certa eficàcia en baixa potència (es dissipa menys energia), no obstant requereixen de refrigeració degut al seu escalfament. En aplicacions de baix consum, les pèrdues poden ser prou importants com per a considerar aquest tipus de reguladors.

Tot i que hi han reguladors lineals amb marges de *dropout voltage* baixos (típicament es troben al voltant dels 2V) i per tant més eficients, per aplicacions amb panels solars es regularà un voltatge prou significatiu com per plantejar el seu ús. El regulador lineal, en general, està limitat en eficiència ja que dissipa una part important de l'energia.

- *Regulador commutat*

El regulador commutat transfereix l'energia a la sortida del circuit fent servir el transistor com un commutador. Complementàriament implementa components passius tals com bobines i condensadors.

El cicle de treball o duty cycle ($D(\%)$) del transistor es la relació entre el temps en que circula tensió (T_{on}) i el període total d'un cicle ($T_{on} + T_{off}$) de commutació. Aquest ve determinat per:

$$D(\%) = \frac{T_{on}}{(T_{on} + T_{off})} = \frac{T_{on}}{T_s} = F_s \cdot T_{on} \quad (1.11)$$

on F_s i T_s són respectivament, freqüència i període de commutació.

El duty cycle es pot ajustar de dos formes possibles (**Fig. 1.4**), o bé modulant la freqüència (PFM) o bé modulant l'amplada del pols (PWM). No obstant, la relació entre tensions de sortida V_o i entrada V_i és:

$$V_o = D \cdot V_i \quad (1.12)$$

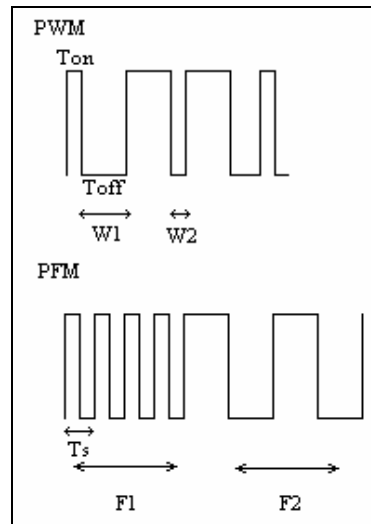


Fig. 1.4 Modulació PWM i PFM.

Una possible configuració de regulador commutat [20] és a la **Fig. 1.5**. El sistema de control, en aquest cas un operacional, regula el duty cycle en que treballa el transistor.

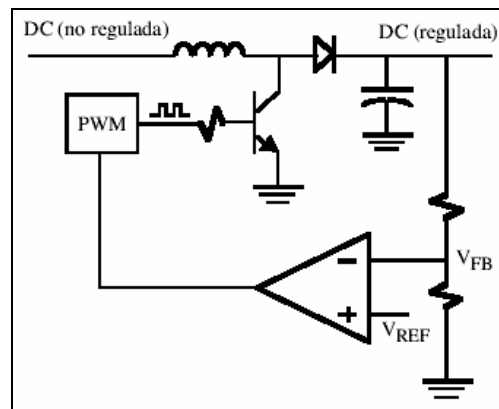


Fig. 1.5 Configuració d'un regulador commutat.

Els reguladors commutats aconseguen major eficiència degut a operar el transistor en mode tall i saturació, quan es consumeix menys corrent. La potència dissipada és:

$$P = P_{tall} + P_{sat} \approx V_{ce} \cdot I_c + V_{sat} \cdot I_c \approx (V_i - V_0) \cdot 0 + V_{sat} \cdot I_c = V_{sat} \cdot I_c \quad (1.13)$$

on V_{ce} i V_{sat} són respectivament, la tensió entre col·lector i emissor i la tensió de saturació al transistor. V_{sat} es un valor de poques unitats de mil·livolt.

L'avantatge de fer servir components passius és que manipulen energia sense dissipar-la com bobines i condensadors. Això fa els reguladors commutats inherentment més eficients.

L'eficiència d'aquests reguladors es defineix com:

$$\eta(\%) = \frac{P_0}{(P_0 + P_{diss})} \quad (1.14)$$

on

$$P_{diss} = P_{sw} + P_d + P_l + P_c + P_{cont} \quad (1.15)$$

$P_{sw}, P_d, P_l, P_c, P_{cont}$ són respectivament les potències al switch, díode, bobina, condensador i sistema de control. P_{diss} , la potència dissipada al circuit, sol ser molt més petita que P_0 , la potència a la sortida, amb aquests sistemes s'aconsegueixen eficiències de l'ordre dels 80-90 %.

- *Regulador buck o step down*

El regulador commutat vist a l'apartat anterior pot presentar varies topologies segons la combinació dels tres elements comuns, la bobina, el díode i el switch. Les topologies més utilitzades són la buck i boost. Les funcions que se'ls hi associa són, respectivament, reduir i elevar la tensió.

El circuit que s'estudiarà és el model buck, doncs està establert a les especificacions treballar amb una cel·la que generi inicialment més tensió de la necessària. Aquesta, haurà de ser disminuïda per ajustar-se als valors d'alimentació de la càrrega. En els esquemes següents, es fan servir fons de tensió d'entrada per explicar els fonaments dels circuits.

- *Descripció del model*

A **Fig. 1.6** es mostra la configuració del circuit buck.

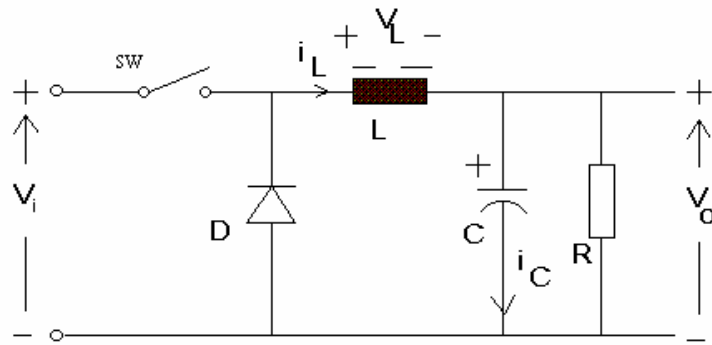


Fig. 1.6 Esquema circuit buck.

Durant la commutació, el circuit assoleix dos estats, tal com es representa a la **Fig. 1.7**.

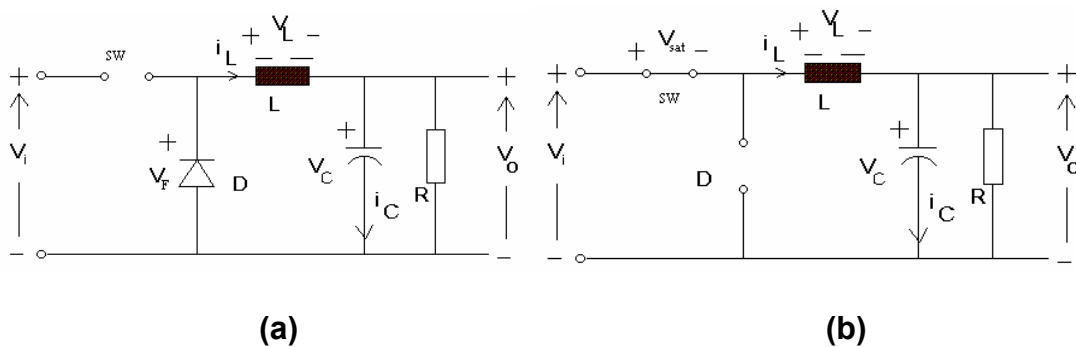


Fig. 1.7 Regulador buck en circuit obert (a) i en curtcircuit (b).

Quan el switch es tanca, connecta la V_i a la bobina. El díode es troba en estat off (circuit obert) i en borns del switch cau V_{sat} , la tensió del transistor en aquell moment (saturació). En aquest temps, a través de la bobina circula un corrent (i_l) que genera una tensió en els seus borns (V_l), d'acord amb la llei de la inducció electromagnètica:

$$\frac{dI_l}{dt} = \frac{V_l}{L} \quad (1.16)$$

Si durant la commutació V_i i V_o no canvien substancialment el seu valor, el voltatge a la bobina resta relativament constant:

$$V_l = V_i - V_{sat} - V_o \quad (1.17)$$

Així doncs, el corrent que circula a través de la bobina amb el switch tancat és:

$$\Delta I_l(T_{on}) = \frac{V_i - V_{sat} - V_0}{L} \cdot T_{on} \quad (1.18)$$

Quan el switch es troba en la posició off (circuit obert), la bobina es veu forçada a generar el voltatge necessari per mantenir la continuïtat del corrent. Com això no és possible, canvia la polaritat del corrent així com del voltatge. La tensió ara canvia a:

$$V_l = -V_{sat} - V_0 \quad (1.19)$$

On el corrent que travessa val:

$$\Delta I_l(T_{off}) = \frac{-V_{sat} - V_0}{L} \cdot T_{off} \quad (1.20)$$

Es pot observar a **Fig. 1.8.** com en mode de conducció continu el corrent no arriba mai a zero, de forma que apareix un arrissat de corrent de valor ΔI_l durant les transicions de T_{on} i T_{off} que és el corrent d'arissat de la bobina.

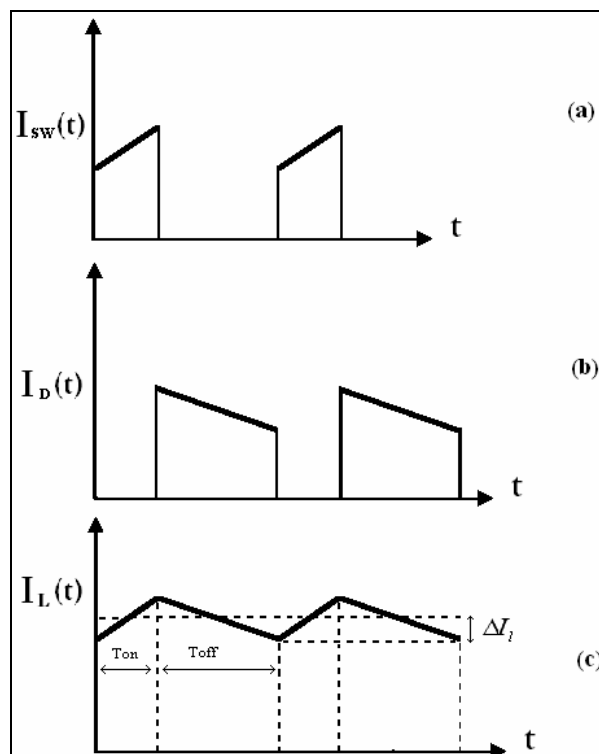


Fig. 1.8. Formes del corrent al switch (a), al díode (b) i a la bobina.

D'aquesta observació s'extreu la relació de la tensió de sortida com:

$$V_0 = D(V_i - V_{sat}) - (1 - D) \cdot V_f \quad (1.21)$$

on V_f és la tensió en borns del díode.

En condicions ideals on les tensions de saturació i del díode són menyspreables obtenim:

$$V_0 = D \cdot V_i \quad (1.22)$$

Que és la relació general per definir la tensió de sortida d'un regulador commutat.

La selecció dels valors del condensador i la bobina es tractaran en el capítol de metodologia on es descriurà el funcionament del circuit dissenyat.

1.2.3 Conversió corrent-tensió

Un convertidor de corrent-tensió és aquell que mitjançant una font de corrent d'entrada genera a la seva sortida una tensió tal com

$$V_0 = I_i \cdot R_m \quad (1.23)$$

On R_m es tracta d'una transimpedància amb dimensions de conversió [V/mA].

El projecte fa servir una cel·la fotovoltaica com a font de corrent, la qual ha de servir per alimentar una càrrega amb un voltatge determinat. A fi d'aconseguir aquest propòsit i de garantir que es compleixin els requisits establerts, només es proposaran sistemes de baix consum.

Tot i que el model fet servir durant el treball es basa en el convertidor buck, també s'han estudiat altres models alternatius, amb components passius i prestacions similars que han servit de referència, el circuit girador, extret de [11].

1.2.2 Circuit girador

Un circuit girador és una interfície commutada que compleix (1.23), on R_m és la resistència del circuit girador.

Tal circuit, connectat a l'entrada amb una font de corrent, proporciona a la seva sortida una tensió. Fonamentalment, la transresistència que ofereix aquesta

estructura és passiva i no dissipativa (idealment), mitjançant bobines i condensadors.

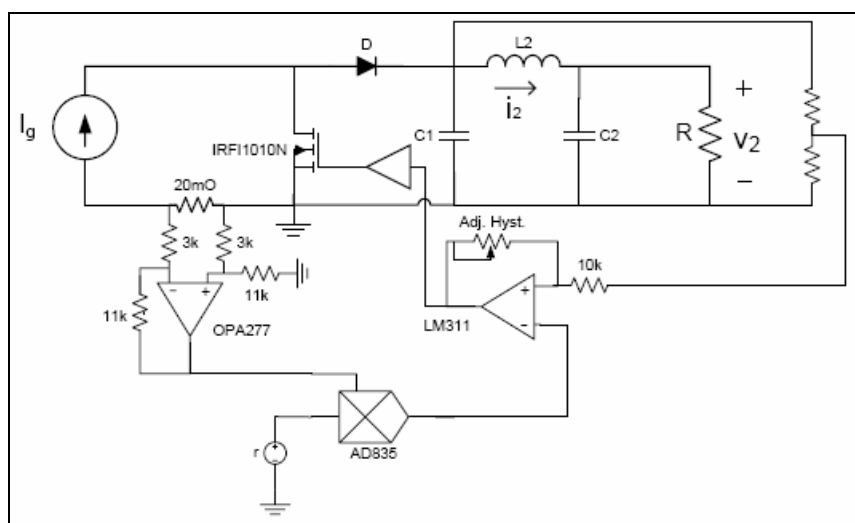


Fig. 1.9 Esquema del circuit girador [11].

En aquest circuit s'observa un llaç de control format amb operacionals. En el present projecte s'ha conclòs que no es pot aplicar directament, ja que aquí es consideren corrents de l'ordre dels 10 A, i el consum del llaç de control és de pocs milampers, menyspreables. A la nostra aplicació, perdre mil-liampers és molt crític [11].

No obstant, el model girador serveix de referència per l'actual projecte, doncs com es veurà a continuació, assoleix els objectius de convertir corrent a voltatge. Per tant, es farà una adaptació d'aquest circuit pels propòsits del treball.

A **Fig. 1.10** s'observa com, donada una font de corrent I_g s'arriba a la tensió de sortida V_2 en la rampa d'estabilització de càrrega. El corrent de càrrega i_2 segueix la funció de la tensió.

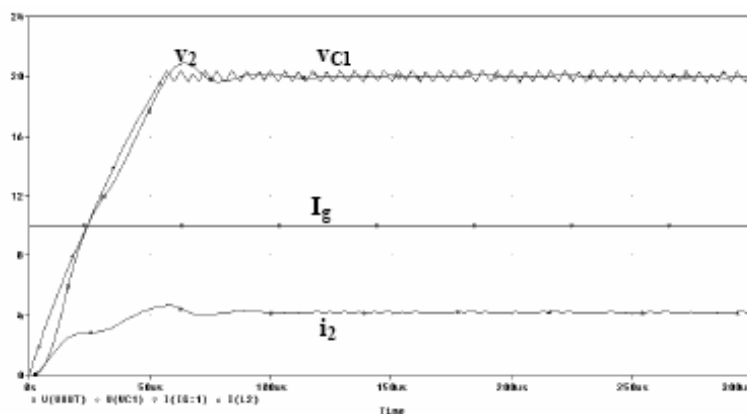


Fig. 1.10 Inici o start-up de la conversió I-V.

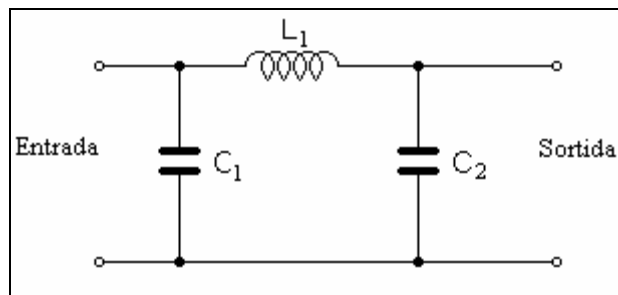
Es remarca la conversió d'una font de corrent contínua en una tensió i corrent estable, tal com s'espera trobar durant el desenvolupament del projecte. La interfície escollida per realitzar les proves experimentals busca un compromís entre el circuit buck i el girador per aconseguir alimentar la càrrega. Un cop assolit aquest objectiu, es pretén complementar-ho amb un sistema de control eficaç amb l'objectiu de optimitzar l'energia.

1.3. Etapa de filtrat

Com que la interfície es dissenyarà per treballar en diferents rangs freqüencials, el filtre ha de deixar passar les freqüències d'operació. En aquest projecte es plantegen varies solucions d'aplicació, com es mostraran en el capítol 2.

Actualment, la major part de reguladors commutats treballen en el rang freqüencial dels 10^4 - 10^6 Hz, tal com es comenta a [15]. Aquest rang s'assoleix com un compromís entre la mida dels components passius i la reducció de les interferències electromagnètiques.

Com que es preveu treballar amb freqüències relativament baixes, es proposarà integrar un filtre passa baixos passiu de tercer ordre (**Fig. 1.11**), el qual està implementat al circuit regulador dc-dc. L'estudi dels filtres es basen en el material trobat a [16].

**Fig. 1.11** Filtre passiu passa baixos.

La resposta freqüencial d'un filtre passa baixos es defineix com indica la figura **Fig. 1.12**. Es considera la freqüència de tall del filtre F_c aquella on la potència del senyal s'atenua en 3dB.

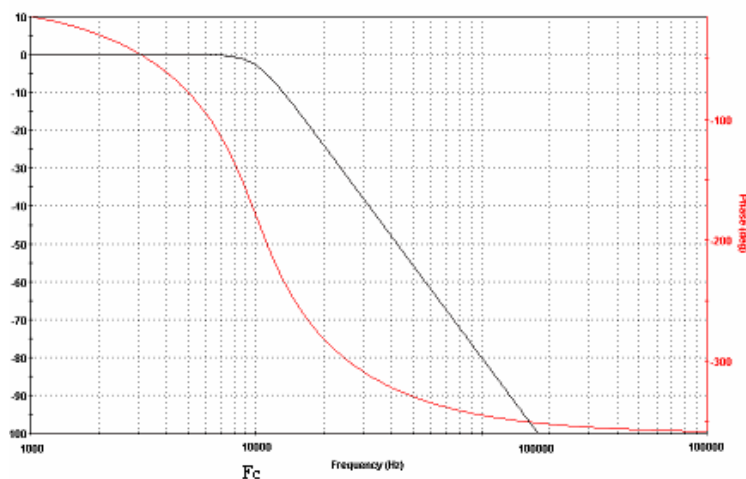


Fig. 1.12 Resposta freqüencial d'un filtre passa baixos RC amb $R=150\Omega$ i $C=100\text{nF}$. En negre, l'atenuació en dB's de la tensió. En vermell, el desfasament en graus.

1.4. Etapa d'emmagatzematge

A fi d'emmagatzemar l'energia suficient a per abastir la interfície, cal muntar la infraestructura necessària al circuit. El sistema estarà format per una unitat d'emmagatzematge i els components necessaris (díode de bloqueig, transistors) per assemblar-se amb els elements amb els que interactuarà, tals com cel·la solar, commutador i sistema de control. Les unitats d'emmagatzematge més comuns són les bateries recarregables i els supercondensadors [1].

- *Bateries recarregables*

Hi han varis paràmetres que descriuen la qualitat d'una bateria. La seva eficiència: la fracció d'electricitat que entrega en proporció amb la que ha estat necessària emmagatzemar. La densitat d'energia: La quantitat d'energia que pot emmagatzemar per unitat de pes. Voltatge mínim: El voltatge abans del final de la descàrrega completa, on part de l'energia queda sense utilitzar-se.

Una descripció més detallada es descriu a [1]. Abans però es comenten un parell de punts importants. El cicle de vida de les bateries es redueix amb períodes de càrrega i descàrrega. Segons la seva composició química, influeix el fet que les descàrregues no siguin completes, les de Ni-Cd els hi afecta més que no pas les de Liti o NiMh. També les bateries presenten una capacitat d'autodescàrrega, les de base de níquel aguanten bé durant 300-400 cicles mentre que les de Liti es degraden al cap dels 1000 cicles.

- *Supercondensadors*

Un supercondensador consisteix bàsicament en dos elèctrodes immersos en líquid electròlit. En aplicar un cap elèctric a sobre, es produeixen moviments de ions d'un costat a l'altre. La gran densitat d'energia que els caracteritza és deguda a la composició de carbó dels elèctrodes (d'alta densitat) i a la petita separació d'aquests (ordre de nanòmetres).

Els supercondensadors tenen la capacitat de carregar-se i descarregar-se en pocs segons, depenent de la resistència interna i el pic de corrent que aquesta ofereixi. Ofereixen milers de cicles de càrrega i descàrrega i per tant es considera que el seu temps de vida és elevat. En treballar a un voltatge per sobre dels 3V, provoca una degradació del seu temps de vida ja que es provoca una descomposició dels elèctrodes. Un altre factor de degradació és la temperatura a la que treballin, generalment altes ja que solen operar a voltatges elevats.

1.5. Sistema de control

Un sistema de control monitoritza una o varies senyals d'estat de la interfície que es troba sota el seu control. En cas de no verificar-se els paràmetres preestablerts de funcionament, els actuadors han de poder redirigir el sistema a les seves condicions d'operació. Per a la seva implementació hi han dues tasques bàsiques a realitzar, l'anàlisi i el disseny.

Amb l'anàlisi previ es caracteritza el sistema a controlar. En aquest treball es consideren el corrent de la cel·la solar, la freqüència i amplitud del pols del switch, els components passius que conformen el filtre analògic, la tensió d'alimentació de la càrrega, el switch de descàrrega de la bateria, etc.

L'etapa de disseny implica considerar quins components fer servir per poder dotar al sistema de control dels actuadors i elements de resposta als paràmetres analitzats anteriorment.

- *Dispositius de control*

El requeriment pel sistema de control es integrar un microcontrolador com dispositiu per dur a terme un control digital.

En general, la diferència més substancial entre un sistema digital i un analògic és que el primer fa variar una magnitud amb un nombre discret de valors ('0' o '1', tensió o no tensió). Els sistemes analògics en canvi permeten ajustar valors infinits.

En circuits analògics hi han estructures de control compostes per transistors, operacionals i circuits integrats entre altres, un exemple a [11]. Es compara el senyal d'interès (V_o) amb un senyal de referència (el corrent que genera la cel·la). Segons el resultat, el sistema pren una decisió (redueix el corrent d'entrada mitjançant el cicle de treball del transistor). El principal avantatge és que no es perd informació perquè es tenen sempre tots els valors de

tensió/corrent. Per contra, en el processament de senyals, afecta l'escalfament dels components, sobretensions, sorolls. Per modificar les prestacions del circuit s'ha de canviar el hardware.

Alternativament, en controls digitals es fan servir dispositius com per exemple microcontroladors. La seva programació permet fer càlculs complexos per controlar diverses variables com tensions/corrents de referència, interruptors, generació de senyals quadrades, etc. Aquest sistema ofereix més prestacions per controlar i interactuar amb els diferents mòduls dels que la interfície està formada. En el processament digital, segons la resolució del convertidor ADC, es pot perdre informació com per exemple en llegir una tensió de referència. Aquest inconvenient limita l'exactitud de les mesures, que segons l'aplicació pot o no ser crític. Amb pocs canvis de hardware, es pot ampliar les prestacions del sistema, només actualitzant el software. Un estudi més detallat sobre els sistemes digitals es troba a la documentació trobada a [9].

CAPÍTOL 2. DISSENY I SIMULACIONS

En aquest apartat es dissenyen i simulen en Proteus els elements circuitals que posteriorment es muntaran físicament. S'estudia el comportament teòric dels circuits per tal d'avaluar la seva resposta real. S'utilitza Proteus pel fet d'integrar tant la simulació de circuits analògics com digitals. El software i la documentació relativa es pot descarregar de [4].

2.1. Panell solar

Per la simulació del projecte, es parteix de la necessitat de simular la font d'energia. En eines ORCAD, les fonts no estan limitades en tensió-corrent, això no serveix de referència per exemple per carregar un condensador, arribaria a voltatges desproporcionats.

S'ha modelitzat una font de corrent per representar el panell solar. La **Fig. 2.1** representa el disseny del circuit en Proteus. Segons (1.4), el corrent que circula pel diode és proporcional a l'exponencial del seu voltatge pel corrent invers que circula a través. Anàlogament, per simular el comportament del panell solar, s'introdueix la font de corrent ACS (Arbitrary Controlled Current Source) la qual permet programar la funció matemàtica amb la que es comportarà, en aquest cas una funció exponencial limitada a 8V.

Com que amb una font de corrent Spice el voltatge que dona en voler carregar un condensador és infinit, la font ACS, la qual es realimenta des d'una tensió de referència, corregeix la tendència creixent que té la font I_1 . A mesura que la tensió de referència creix, la font ACS₁ li resta corrent a I_1 per que no superi el límit posat a l'expressió.

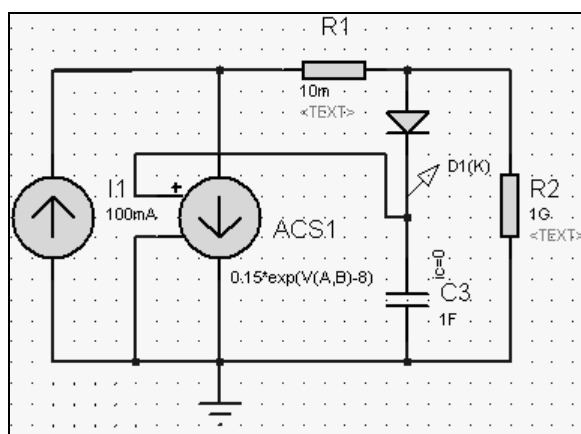


Fig. 2.1 Model elèctric d'un panell solar.

A **Fig. 2.2**, la font dóna un corrent constant de 100mA i una tensió limitada exponencialment a 8 volts, es simula la càrrega d'un condensador d'1F.

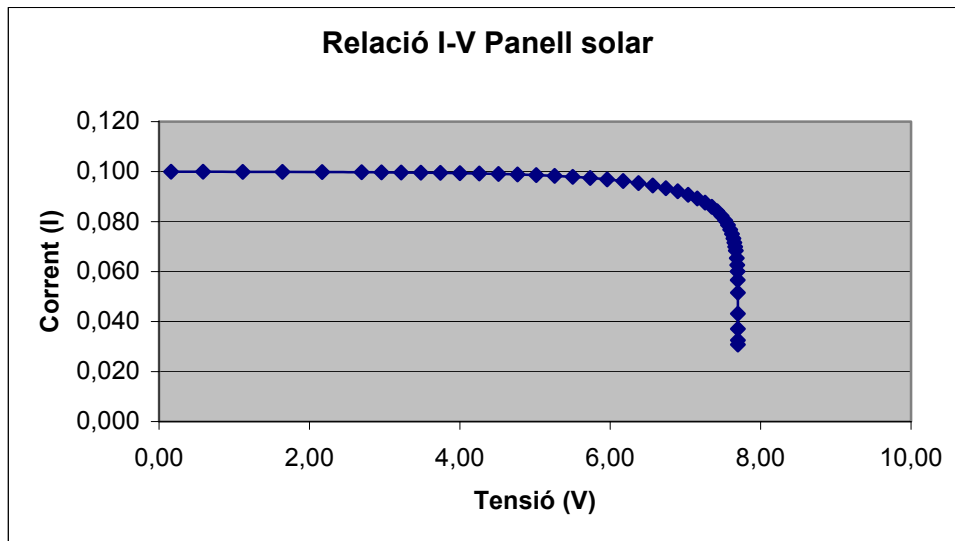


Fig. 2.2 Corba I-V d'un panell solar.

En simular la càrrega d'un condensador obtenim la recta de càrrega amb un valor de tensió màxim, tal com es veu a la **Fig. 2.3**. Altrament, amb una font de corrent SPICE, s'hauria carregat amb tensió infinita.

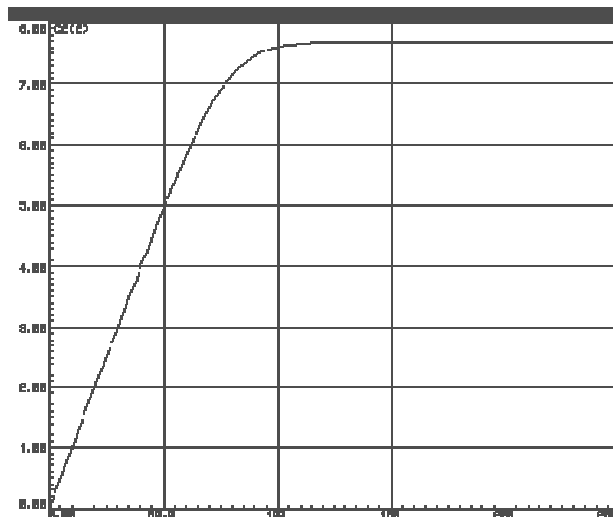


Fig. 2.3 Càrrega d'un condensador amb un panell solar.

2.2. Etapa de filtrat

Es dissenya un filtre tal com el de **Fig. 1.11** per tal de deixar passar la component freqüencial d'interès. La banda freqüencial a la que es pretén treballar es troba entre els 10khz-20khz, compromís de valors segons [14,15].

S'ha simulat en Proteus una font modulada en freqüència per comprovar que a la sortida el senyal d'interès no pateixi atenuacions i amb el mínim d'arrissats. A continuació es presenten una sèrie de mesures simulades per veure la resposta del filtre.

Amb $C_2=100\mu\text{F}$ (**Fig. 2.4**), el filtre es comporta com un passa baixos amb freqüència de tall de 9khz.



Fig. 2.4 Filtre passa baixos de tercer ordre.

Amb $C_2=10\mu\text{F}$ (**Fig. 2.5**), la freqüència de tall del filtre és més gran (fins el 28khz), a més el factor d'amplificació entorn els 20khz és bastant elevat.

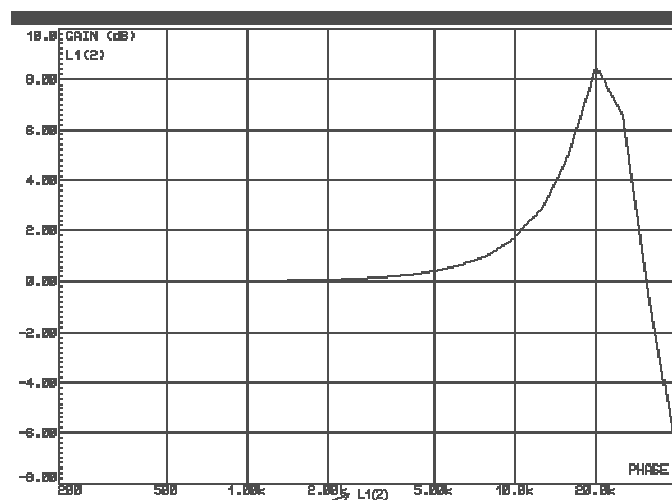


Fig. 2.5 Filtre passa baixos de tercer ordre.

Interessarà fixar el valor del condensador entorn als 100 μ F per tal de no amplificar la tensió a la sortida, doncs l'objectiu serà regular el voltatge reduint els nivells en alimentar la càrrega.

2.3. Interfície commutada

Per les característiques de la cel·la solar que es farà servir, hi haurà més corrent i tensió disponible de la que la càrrega a alimentar podrà consumir. Per tant, es necessari un regulador I-V que condicioni la quantitat de potència necessària. Aquests circuits es denominen step-down, tal com indica la paraula, es rebaixa la tensió a un nivell inferior.

Es decideix com element de baix consum l'ús del regulador dc-dc commutat, aquest pot estalviar l'energia que el lineal dissipa, sobretot quan el *drop out* és alt. El circuit dissenyat adapta el model buck com regulador i el circuit girador com convertidor de corrent a tensió [11,14]. Aprofitant les transicions dels transistor, es podrà aprofitar l'energia que no necessiti la càrrega per emmagatzemar-la. Per totes aquestes bondats ofertes, s'ha descartat el regulador lineal.

Aquest mòdul integra tant la part de commutació, mitjançant el transistor, com la part de filtratge. Per controlar els transistors, es fan servir dos polsos digitals complementaris entre sí, quan un val '5V' l'altre val '0V'. Tot plegat configura el regulador dc/dc step-down, es fa la seva simulació per estudiar el seu comportament teòric.

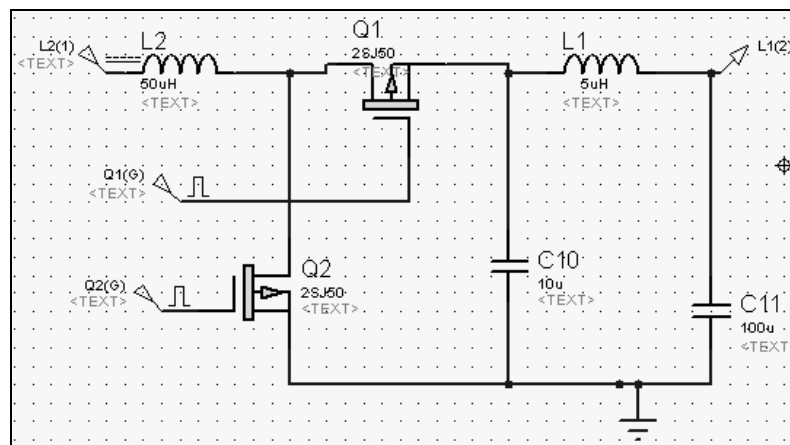


Fig. 2.6 Interfície regulador dc-dc[14].

S'ha fet servir una font de tensió contínua de 10V i dos transistors controlats per generadors de senyal. Degut a les característiques del filtre i a que el duty cycle del pols modulat és del 50%, el voltatge a la sortida és aproximadament la meitat.

El propòsit d'aquest mòdul, doncs, és regular la tensió que arriba a la càrrega final mitjançant commutació i filtratge, amb components passius que no dissipin energia (bobines i condensadors).

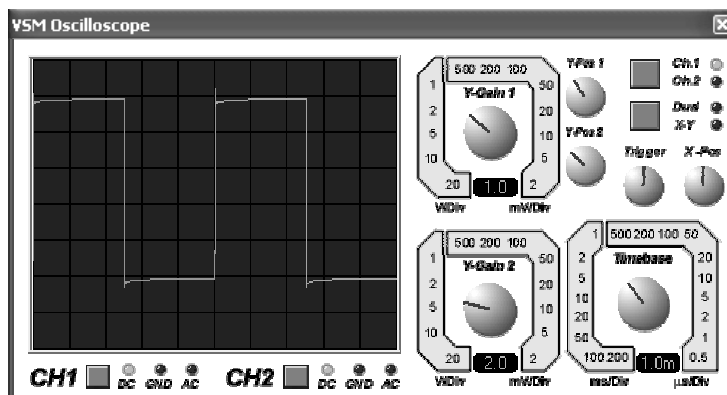


Fig. 2.7 Sortida del transistor en commutació.

A Fig. 2.7 es presenta la sortida del transistor Q_2 abans de connectar-lo al filtre. El propòsit final és discretitzar el corrent de sortida, a fi que la caiguda de tensió en bornes de la bobina L1 sigui controlable segons la freqüència de commutació dels transistors.

L'esquemàtic mostrat a Fig. 2.8 no té implementat encara la malla d'emmagatzematge. Es fa aquest pas previ per programar, primer de tot, el desviament de corrent cap a la càrrega o bé cap a un supercondensador.

2.4. Sistema de control

En aquest punt es tractarà l'estratègia de control emprada, a fi d'adquirir la tensió i càrrega necessària en cada moment pel sistema. S'analitzen els mètodes més eficients per gestionar l'energia, així com el disseny del circuit que durà a terme el control.

2.4.1 Anàlisi del sistema a controlar

Partint del regulador dc/dc en configuració buck de Fig. 2.6, s'analitzen els modes de treball del corrent en la bobina per tal de concloure les accions a prendre en el control.

Es defineixen tres modes d'operació segons [10].

Mode discontinu

En mode discontinu, s'analitza el temps en el qual el switch del regulador s'obre i es tanca, així com el corrent carregat i descarregat durant aquest interval. La particularitat que té, és que el corrent arriba a caure fins a zero. Aquest mode

es sol utilitzar en aplicacions de baixa potència, si el corrent mig arriba al valor del corrent demanat per la càrrega, es pot permetre deixar-ho a zero el temps necessari.

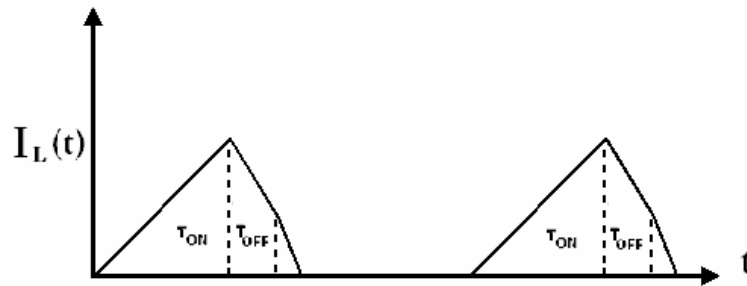


Fig. 2.8 Càrrega a la bobina en mode discontinu.

Mode continu

En mode continu, durant el temps de commutació del switch, la bobina transmet el corrent mig que demana la càrrega, amb l'arriestat que generen les transicions. Aquesta configuració es fa servir de forma més normal i estesa per que, en general, el corrent que consumeix qualsevol dispositiu sol ser continu, sense passar per zero.

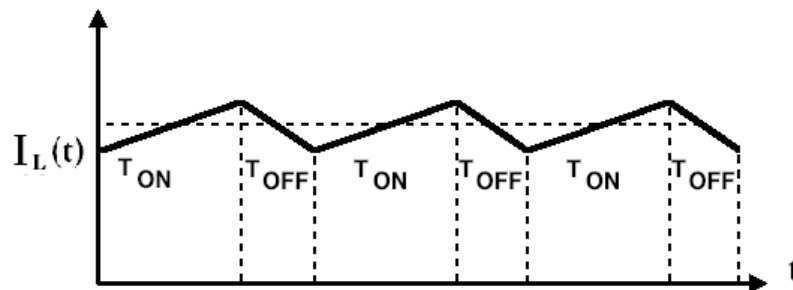


Fig. 2.9 Càrrega a la bobina en mode continu.

Mode Ramp-up

En mode ramp-up, durant un temps determinat el switch fa circular més corrent que en les anteriors transicions. Aquest mode es fa servir per donar a la càrrega, de forma puntual, un corrent extra ja que és tan baix que no permet mantenir a la càrrega el voltatge en el seu nivell adequat. La resposta es fa de forma ràpida i per tant és un recurs important a tenir en compte.

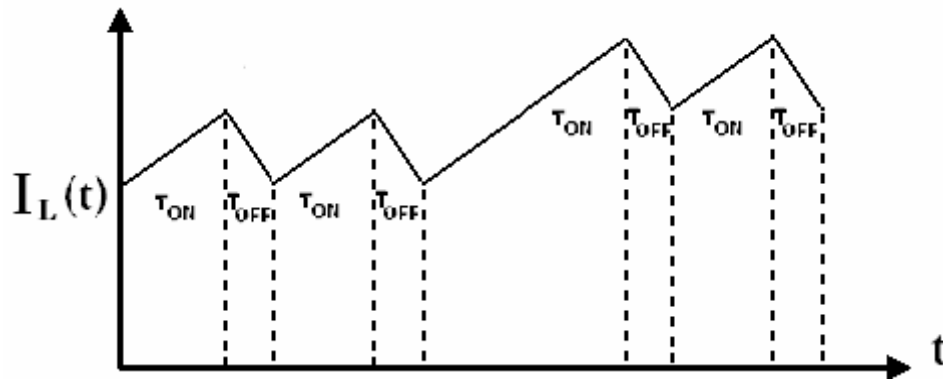


Fig. 2.10 Càrrega a la bobina en mode ramp-up.

Per tal d'aprofitar els modes d'operació que podem obtenir a la sortida del regulador, es proposa un sistema de control digital basat en finestres amb voltatge de referència. Es defineixen dos voltatges referencials que estableixen tres finestres d'operació.

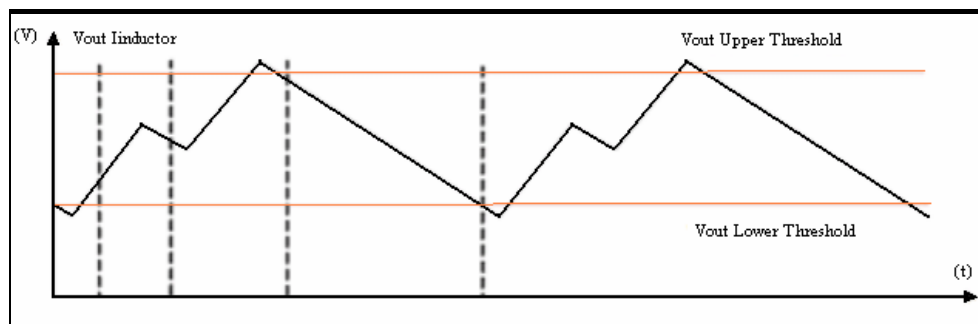


Fig. 2.11 Finestres d'operació resultants del regulador controlat digitalment [5].

A la figura **Fig. 2.11** es representen quins valors s'esperen obtenir. El sistema de control fa treballar el corrent en mode continu mentre la tensió no arriba al límit superior, és aleshores quan el sistema obre el switch de pas de corrent fins que arribi al límit inferior, es produeix ramp-down i es torna a començar el cicle continu de commutació. El sistema de control interpreta el sentit ascens/descens del corrent.

2.4.2 Dispositiu de control

Per la versatilitat que ofereix, s'estudia experimentalment la integració d'un micropic dintre del sistema de control. El model que s'ha escollit és el 16F873 de la família Microchip (**Fig. 2.12.**), per la familiaritat amb el dispositiu i les seves prestacions (revisar manual tècnic a [3]). Per considerar-lo adequat, s'ha tingut en compte la necessitat d'un convertidor analògic digital per interpretar mesures de tensió, el consum que pot assolir i els perifèrics interns per programar el sistema de control.

- *Perifèrics i recursos*

Timer: Es disposa de fins a tres timers programables, aquests amb funcions de temporitzador i comptador d'events. Treballen en base al clock intern del pic o bé un oscil·lador extern. Segons la freqüència del rellotge que es faci servir el consum augmenta.

Interrupcions: Operacions que s'envien des dels perifèrics del pic a la CPU del microcontrolador. Aquestes, serveixen per que la CPU no hagi de llegir constantment dels dispositius per quan aquests comuniquin dades. D'aquesta forma la CPU estalvia temps de processament.

ADC converter: El pic consta d'un port de cinc canals analògics per convertir dades a digital. El convertidor consta d'un capacitor "sample and hold" (manté una mostra de tensió constant durant un període de temps per fer càlculs) amb el qual es converteix una tensió analògica a un valor digital per mitjà d'aproximacions successives.

Ports E/S: El dispositiu consta de dos ports de dades analògics/digitals i entrada/sortida, segons es programin i un port analògic per la conversió AD.

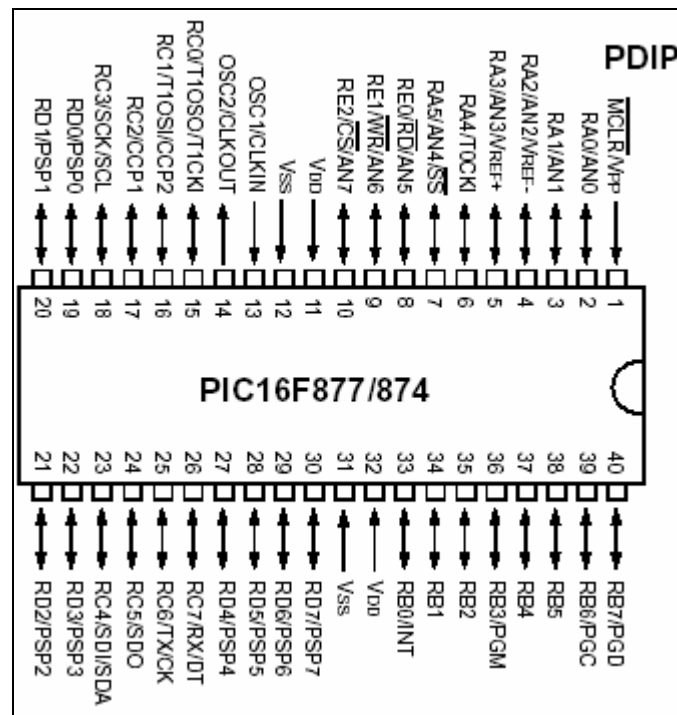


Fig. 2.12 El microcontrolador 16F873 de 28 potes.

Consum: El pic 16F873 té un rang d'alimentació variable entre els -0.3V-7.5V entre els terminals V_{dd} i V_{ss} . El corrent màxim que pot arribar a consumir pel

terminal V_{dd} és de 300mA i un corrent de sortida pel V_{ss} de 250mA. Els corrents típics de consum són $I_{dd} = 1,6\text{mA}$ i $I_{ss} = 10,5\mu\text{A}$, amb un rellotge de 4Mhz.

2.4.3 Anàlisi del codi de control

Per bé de desenvolupar el programa és necessari fer un anàlisi del sistema que es pretén implementar, mitjançant un diagrama de flux. A **Fig. 2.13** es presenta el diagrama de propòsit general del programa.

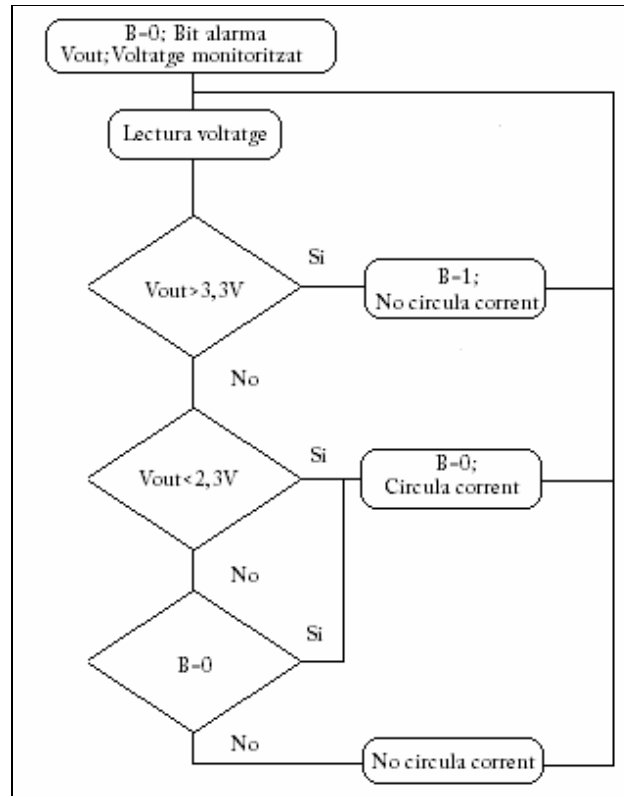


Fig. 2.13 Diagrama de flux del programa de control.

La resposta del programa, quan llegeix un voltatge superior al de referència alt, és no deixar circular corrent cap a la càrrega, per tal que la tensió disminueixi. En passar per sota la tensió de referència baixa, el sistema de control permet el pas de corrent amb la conseqüència d'increment de voltatge. En la finestra de transició, segons el pas sigui d'ascens o descens, es permetrà la circulació o no de corrent.

El pas de corrent es controla en connectar la sortida del micropic a la base d'un transistor, el seu valor de sortida està condicionat pel voltatge que necessita el transistor per treballar en mode tall o saturació.

Un altre aspecte a estudiar és el tipus de senyal que generarà el pic. Es planteja fer un control d'histèresi amb sortides constants '1' i '0', amb la possibilitat de generar un senyal modulat a una freqüència F_1 constant com es veu a **Fig. 2.14**. S'estudia fer commutar els transistors per modul·lació PFM ja

que segons l'estudi fet a [5,6] la variació de freqüència és més eficient respecte la variació de duty cycle, en contemplar cicles llargs sense consumir càrrega.

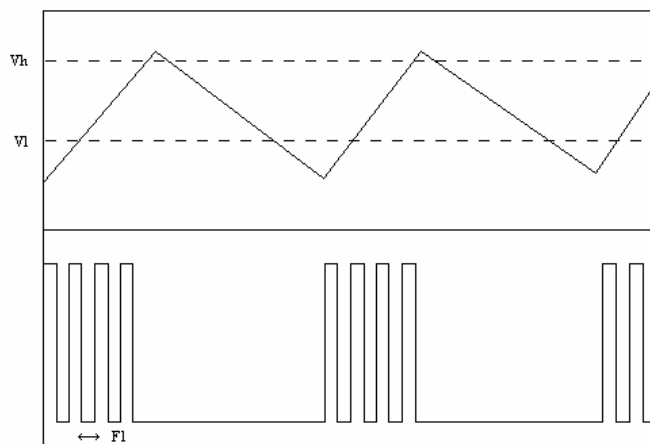


Fig. 2.14 Finestres d'operació amb histèresi per modulació.

A **Fig. 2.14** s'aprecia com els cicles d'estat baix varien a una certa freqüència, que és proporcional al consum de la càrrega. En aquest sentit es comporta com una modulació freqüencial. La premissa fonamental és l'alta eficiència en freqüència per circuits de baixa potència i càrregues petites que no sistemes que treballen per sobre dels $100mA$ on la modulació per polsos és més adequada.

2.4.4 Implementació virtual del sistema de control

El sistema de control consta de dues parts principals, d'una banda el servocontrol de tensió d'alimentació i d'altra el control d'emmagatzematge de l'energia sobrant.

Per desenvolupar el programa de control, s'han provat diverses aplicacions software[3,7,17,18]. Un cop establert el software, l'estudi del codi es centra en la part prioritària que és alimentar la càrrega mitjançant la regulació de tensió.

- *Regulació de càrrega per control digital*

Per fer un estudi previ del sistema de control, es prepara un circuit de proves pel micropic (**Fig. 2.15**). Per simular l'entrada analògica s'utilitza una tensió regulable com a font de referència, a fi de comprovar com interactua el programa.

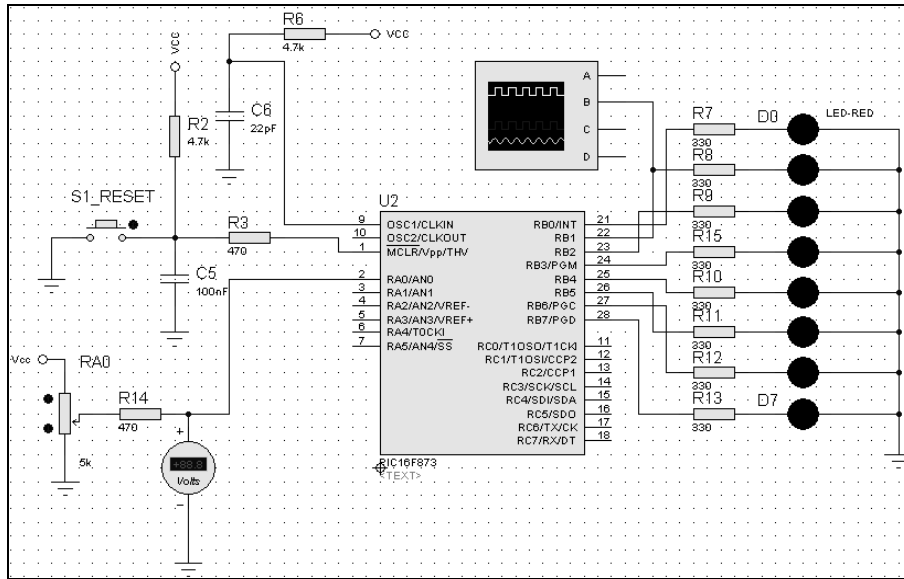


Fig. 2.15 Circuit de proves del programa simulat en Proteus.

Els resultats es representen a la següent taula, on $V_{out}(0)$ és l'estat anterior i $V_{out}(1)$ l'estat actual.

Taula 3.1. Taula de valors d'entrada analògica i sortida digital.

$V_{out}(0)$	$V_{out}(1)$	RB_0
$>3,3$	$>3,3$	0
$>3,3$	$2,3 < V < 3,3$	0
$<2,3$	$<2,3$	1
$<2,3$	$2,3 < V < 3,3$	1

Un cop provat el programa amb un circuit de proves, el pas següent serà implementar el programa amb el sistema de control aplicat al circuit regulador de tensió. A continuació es presenta la simulació del circuit muntat amb les diverses etapes abans estudiades: font de corrent; regulador de tensió; sistema de control.

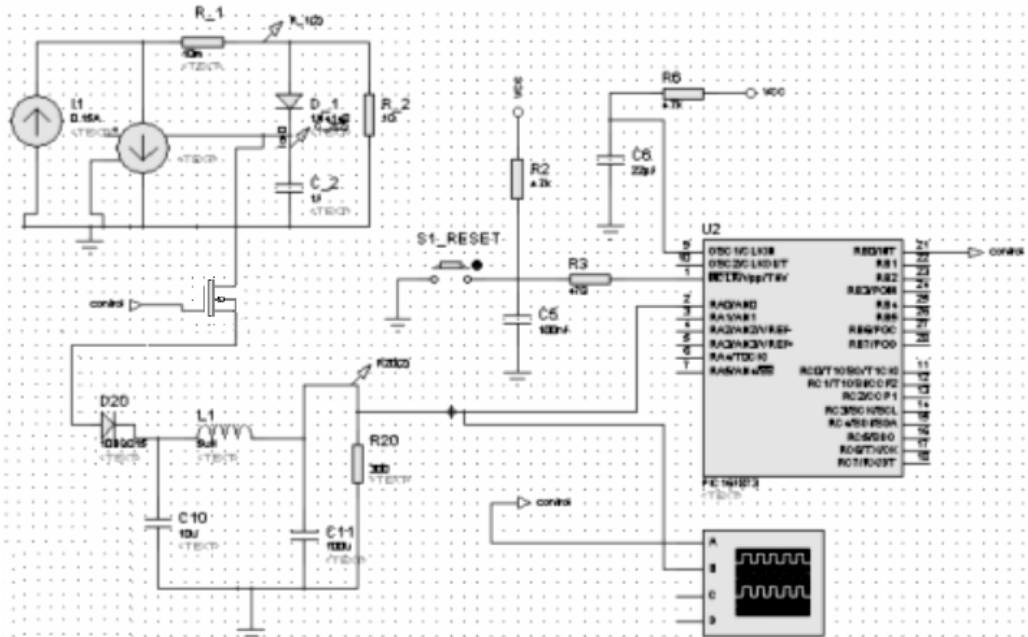


Fig. 2.16 Assemblat de mòduls analògics i digitals .

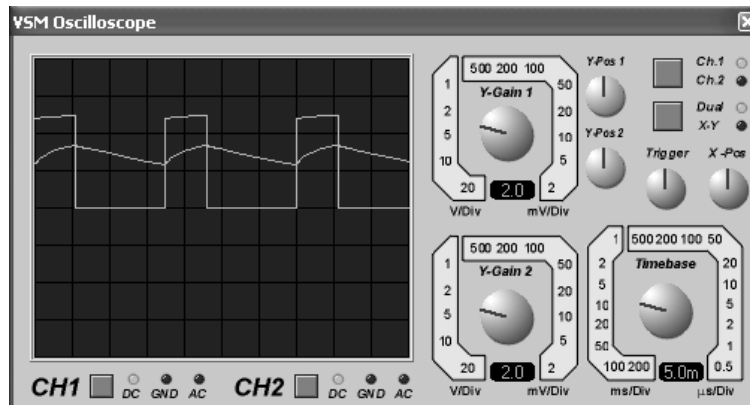


Fig. 2.17. El canal 1 representa el senyal quadrat del transistor quan commuta d'estat. El canal 2 mostra la tensió regulada a la càrrega.

El fet de connectar un senyal TTL als transistors, implicava injectar una quantitat de corrent que entrava al circuit, ja que inicialment s'han considerat transistors bipolars que fan circular el corrent de la seva base. Per sol·lucionar-ho s'han canviat per transistors MOSFET que només treballen amb tensions. Per fer el muntatge es faran servir uns transistors, cedits pel tutor del projecte, que ja donen bons resultats (les especificacions tècniques es troben a [23]). Com que el micropic està alimentat de forma externa, volem evitar injectar corrents externes al circuit.

S'ha treballat amb un programa d'histèresi per controlar els llindars de tensió amb nivells lògics continus '1' o '0' tot i que inicialment es pretenia desenvolupar un programa d'histèresi amb senyal modul·lat a freqüència entorn

els 10khz-20khz (**Fig. 2.14**) per reduir els valors dels components del filtre passa baixos.

El problema trobat a l'hora de fer el programa ha estat en el compilador utilitzat. S'ha treballat amb CCS, software dissenyat per programar micropics, amb funcions específiques. Els codis desenvolupats generen un nombre molt gran d'instruccions màquina, el qual afecta per programar el temporitzador que genera l'ona quadrada i el període del qual augmenta amb el nombre d'execucions màquina.

Una alternativa per generar una ona quadrada de freqüències semblants ha estat fer servir un oscil·lador extern d'alta freqüència (20Mhz), per reduir el temps dels cicles d'instruccions. Un problema trobat és que per operar a una freqüència més gran, el micropic requereix un consum major. Segons el datasheet [3], entre 10Mhz-20Mhz s'incrementa el corrent fins a 7mA.

Amb la sèrie "large" (16LF873) de la mateixa família de pics, es pot reduir el consum en uns marges d'operació de freqüències de rellotge més baixos i alimentant a una tensió inferior (a partir de 2V). Aquest model ofereix similars prestacions i el seu consum de corrent és inferior, 0,6mA a 4Mhz de rellotge. Altrament, hi han cases que ofereixen pics de baix consum com Atmel o Texas Instruments que també es poden estudiar com alternatives.

- *Conversió I-V*

A **Fig. 2.17**, es representa l'estat binari (actiu/inactiu) del microcontrolador i el voltatge en borns de la càrrega. Tal com s'havia estudiat en els models teòrics, el corrent augmenta més ràpidament del que disminueix, complint les finestres d'operació i mantenint el marge de tensions de treball de la càrrega, això és entre 2,3V i 3,3V. Reprerent la **Fig. 1.8**, on les variacions de tensió generaven un corrent amb rissat en forma de senyal triangular, anàlogament s'observa el mateix comportament però a l'inversa, amb variacions de corrent s'aconsegueix un rissat de tensió entre dos valors.

Els cicles del transistor controlen la quantitat de corrent que es subministra al regulador, en conseqüència la tensió augmenta o disminueix. Amb aquesta simulació es verifica el comportament de conversió I-V de la interfície, en connectar una font de corrent. Una observació important és que amb el control d'histèresi, el regulador treballa amb una freqüència de aproximadament 50Hz.

2.4.5 Emmagatzematge de la càrrega sobrant.

L'objectiu que persegueix aquest apartat és, comprovar com un sistema regulat per commutació pot repartir el corrent entre dues malles diferents, emmagatzemant la major quantitat d'energia possible, quan aquesta no és consumida per la càrrega terminal. A la **Fig. 2.18** es representa un esquema del circuit analògic plantejat.

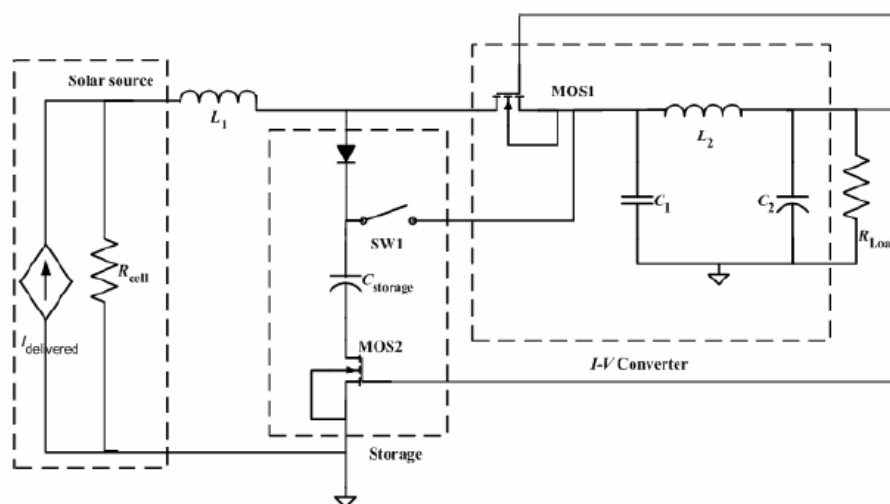


Fig. 2.18. Descripció de malles al circuit [14].

Per implementar aquesta ampliació respecte el sistema total, es connecten en una segona malla un transistor MOSFET, un díode Schottky (el seu potencial és més petit que els convencionals) i per emmagatzemar corrent un supercondensador. S'ha escollit aquest per tenir més durada en cicles de càrrega i descàrrega, també és més fàcil d'alimentar amb una font no regulada que les restriccions que ofereixen les bateries.

Per tal objectiu, s'afegeix al sistema de control un altre sortida digital per controlar el segon transistor. Ambdues sortides estaran en oposició de fase, de forma que quan una es trobi a nivell màxim, l'altre estarà a nivell baix i viceversa. A la **Fig. 2.19** es representa el circuit muntat amb Proteus de totes les etapes del projecte.

Durant el temps en que el transistor corresponent al regulador estigui obert, el segon transistor tancarà per tal de donar pas al corrent a través del supercondensador, que s'anirà carregant. D'aquesta forma, s'aprofita millor el corrent captat per la cel·la.

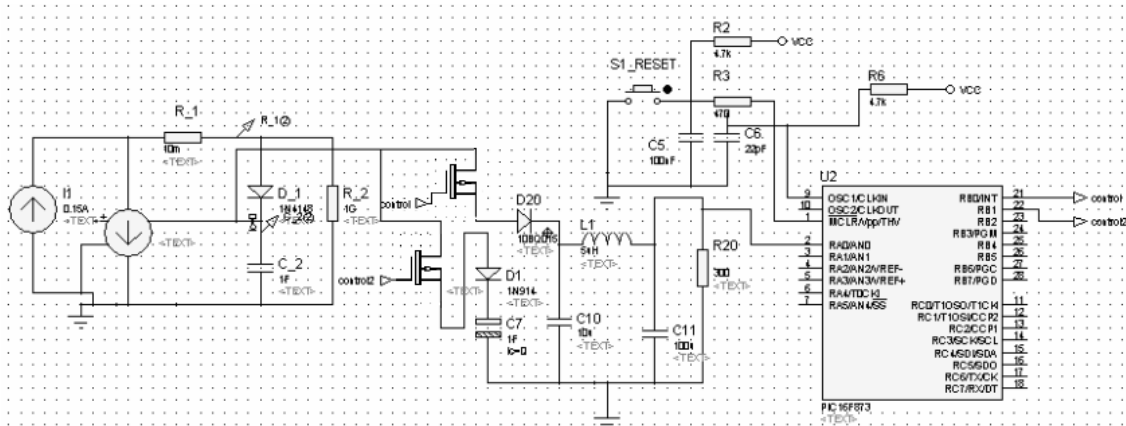


Fig. 2.19 Interfície amb regulador de càrrega i etapa d'emmagatzematge.

Durant la simulació es prenen mesures dels senyals d'interès tal com es veuen a la **Fig. 2.20**. En el canal groc, es representa la tensió en la càrrega; en el canal blau hi ha el voltatge que es va carregant al condensador; als canals violeta i verd es representen els senyals digitals RB0 i RB1 respectivament.

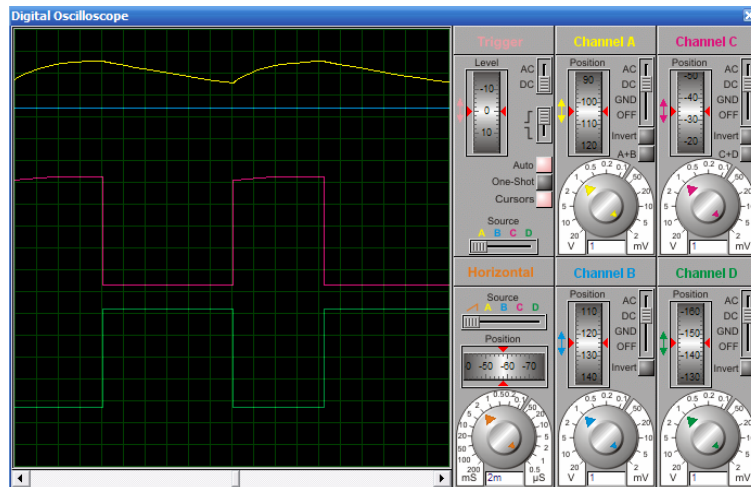


Fig. 2.20 Mesures a l'oscil·loscopi dels senyals digitals de control, la càrrega regulada i la tensió que es carrega al condensador.

CAPÍTOL 3. MESURES I DISCUSSIONS EXPERIMENTALS

3.1. Font d'alimentació

Com primer pas de muntatge del circuit, s'escull una cel·la solar (**Fig. 3.1**) amb uns valors de tensió i corrent que es caracteritzen a continuació. Es mesura amb un multímetre la tensió i corrent que proporciona dins el laboratori, sota l'il·luminació que li dóna un llum halògen, a una distància concreta de la font.

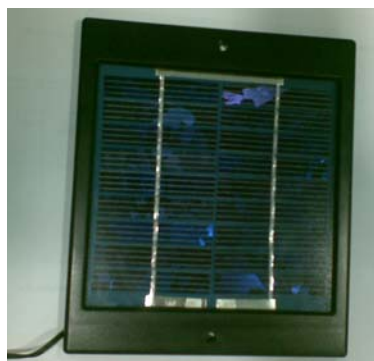


Fig. 3.1 Cel·la solar.

Taula 3.1. Condicions voltatge-corrent d'experimentació al laboratori.

Voltatge (V)	Corrent (mA)	Distància (mm)
9,03	46,02	900

3.2. Regulador de càrrega

Amb un oscil·loscopi digital es prenen mesures per analitzar la distribució de corrent al llarg de diferents etapes de la interfície. La càrrega que es connecta al regulador ha estat proposada pel director de projecte, es tracta d'un dispositiu Zigbee tal com es descriu a [13]. A **Fig. 3.2.** s'han mesurat les transicions dels transistors en commutació per una càrrega Zigbee. A **Fig. 3.3.** es representa la funció de regulació dc-dc respecte el cicle de commutació.

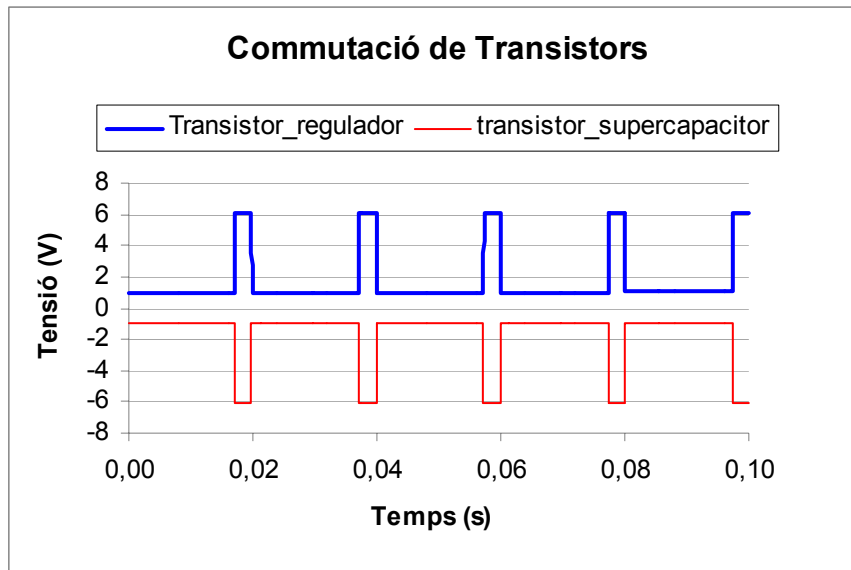


Fig. 3.2 Commutacions dels transistors de la interfície.

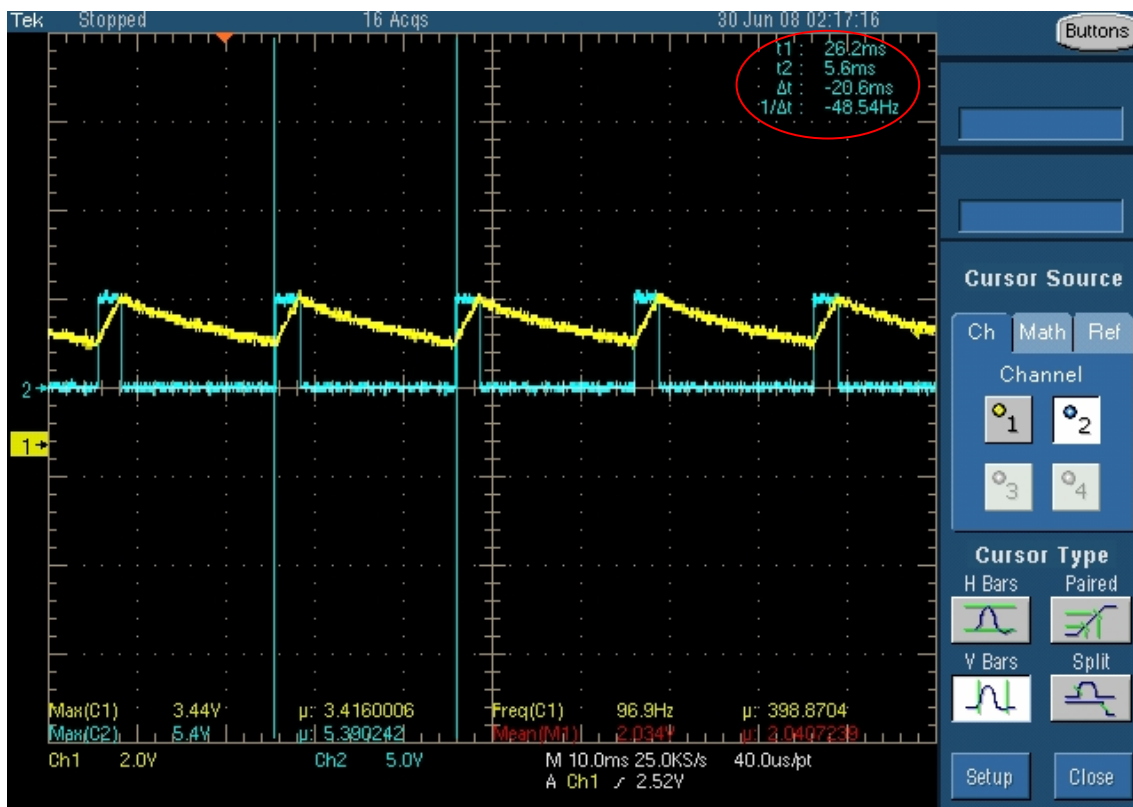


Fig. 3.3 representa en el canal 2 (blau) els cicles de commutació del transistor a la malla del regulador i al canal 1 (groc) els cicles de regulació de la tensió a la sortida de la interfície en connectar una càrrega Zigbee.

Els resultats es corresponen amb els simulats al capítol 2 (Fig. 2.18), on per cada temps a nivell alt (t_{on}) del transistor, el corrent subministrat fa créixer la tensió ràpidament fins al llindar alt on ha de ser regulat. En conseqüència, el

transistor commuta a nivell baix, impedit la circulació de corrent i reduint la tensió fins arribar al llindar baix on començarà de nou un cicle d'elevació de tensió.

Per calcular el corrent que circula pel regulador dc/dc, s'ha fet servir una resistència prou petita a **Fig. 3.4.** (10Ω) per mesurar la diferència de tensió als seus borns en funció de la càrrega final connectada.

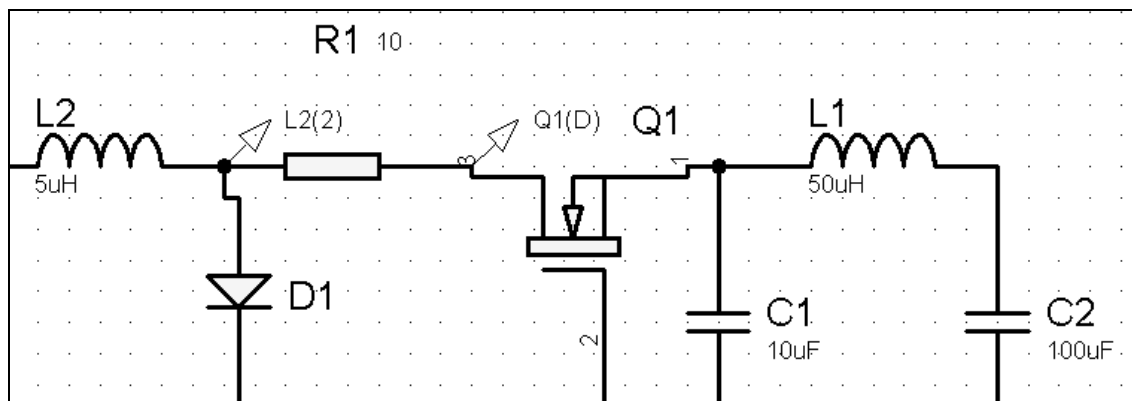
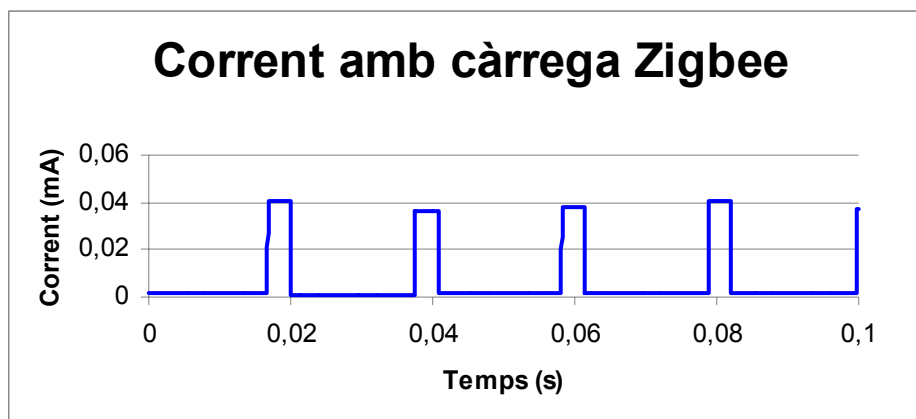
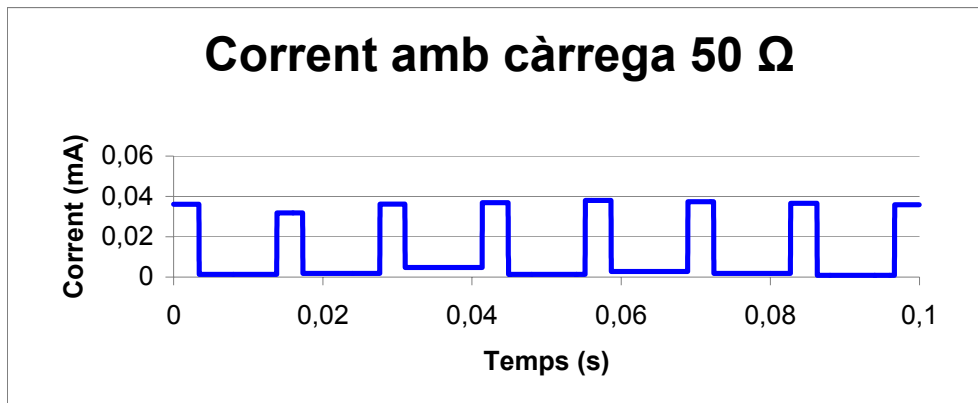


Fig. 3.4. R1 representa la resistència afegida al circuit per mesurar la tensió entre els seus borns i així calcular el corrent que hi circula.

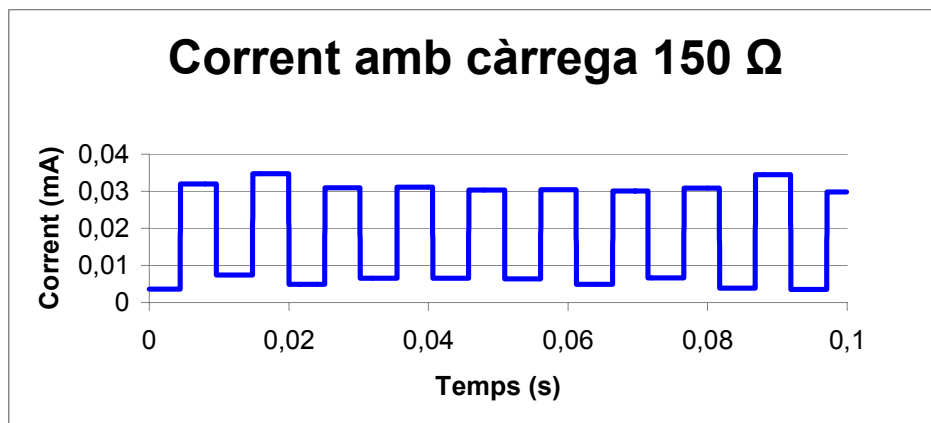
Aplicant la llei d'Ohm a les mesures de tensió obtingudes, extraiem la representació temporal del corrent a la **Fig. 3.5.**



(a) Càrrega Zigbee.



(b) Càrrega de 50 ohms.



(c) Càrrega de 150 ohms.

Fig. 3.5. Corrent que circula pel regulador amb diferents valors de càrrega.

En el temps en que el transistor és actiu (t_{on}) el valor del corrent provoca la càrrega de la tensió del regulador (s'aprecia a **Fig. 3.2**). Durant el temps t_{off} el transistor opera en circuit obert, el corrent que hi circula ha de ser nul, llavors la tensió és descarrega. A **Fig. 3.5**, es mostren les diferents transicions de corrent en funció de la càrrega. Per mostrar les gràfiques nítidament, s'ha hagut de promitjar el valor mesurat a cada semiperíode doncs, degut al soroll tèrmic, els valors representats es fan poc visibles. A Taula **3.2**, el corrent mesurat a t_{off} .

Taula 3.2. Valors de corrent de pic mig, freqüència i duty cycle respecte la càrrega final.

Càrrega	Corrent de pic mig	Freq. Treball regulador	Cicle treball
Zigbee	38,76 mA	48,16 Hz	15,60 %
50 Ω	36,11 mA	72,46 Hz	24,92%
150 Ω	31,53 mA	96,52 Hz	49,80%

A **Taula 3.2.** s'ha calculat el corrent mig visualitzat a l'oscil·loscopi que circula durant t_{on} (corrent de pic respecte la gràfica de corrents), la freqüència de treball, com es pot observar a la part superior dreta de **Fig. 3.3.** i també s'ha calculat el cicle de treball segons (1.11).

- *Conversió I-V*

De les mesures experimentals s'observa la resposta del regulador commutat funcionant amb una font de corrent. El flux de corrent, controlat pel transistor, estableix la tensió de sortida. A més, la demanda de corrent que fa la càrrega, ajusta la quantitat de corrent que ha de deixar passar el transistor i per tant modifica el cicle de treball.

S'observa que quant més gran és la impedància de sortida, en ser menor el consum de corrent per mantenir el mateix marge de tensió, necessita subministrar-ne menys temps. En conseqüència, augmenta la freqüència i així ho fa també el cicle de treball.

Pròpiament es pot parlar d'una regulació de corrent que genera com a conseqüència un voltatge controlat. En conclusió, el regulador converteix el corrent en tensió tal com es va comprovar en simulació.

3.3. Mesures supercondensador

A la malla del supercondensador es mesura el voltatge a mida que es va carregant amb un equip d'adquisició de dades. A partir d'aquest valor, es calcula el corrent de càrrega a través de la seva derivada respecte el temps, tal com:

$$I_c = \frac{C \cdot \Delta V_c}{\Delta t} \quad (3.1)$$

on I_c és el corrent de càrrega, ΔV_c és la tensió en borns del condensador, C la capacitat de càrrega i Δt l'increment de temps en el que augmenta la tensió ΔV_c .

Per contrastar la funció de càrrega del supercondensador segons la seva capacitat, es fan servir diferents valors tal com es mostren a **Fig. 3.6** i **Fig. 3.7.**

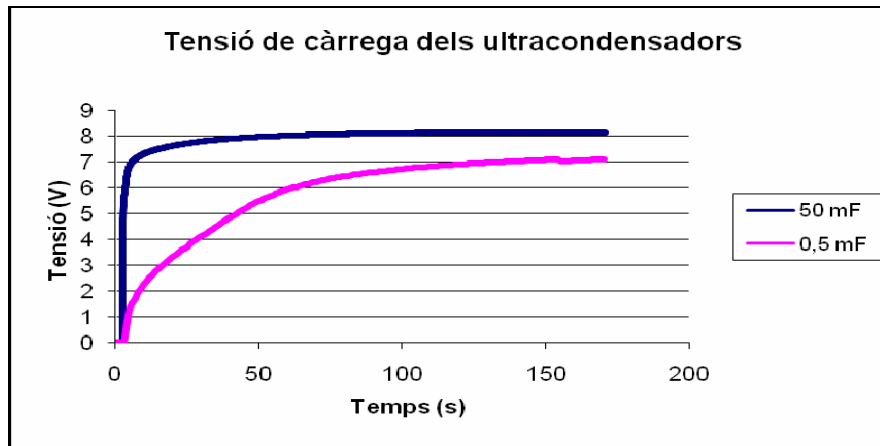


Fig. 3.6 Comparació de la tensió de càrrega a través de dos ultracondensadors de diferent capacitat.

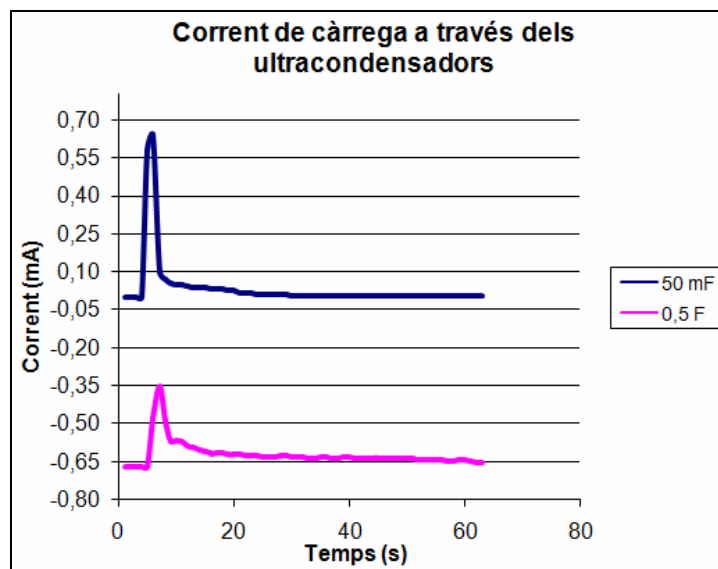


Fig. 3.7 Comparació de corrent de càrrega entre dos ultracondensadors de diferent capacitat.

La funció de càrrega del condensador és més abrupta contra més petita sigui la capacitat, doncs es carregarà més ràpidament. Per tant, el creixement de la tensió és tal com es podia preveure. Per contrapartida, el corrent calculat en base a la derivada assoleix valors desproporcionats en relació a les prestacions del panell solar. Amb les condicions d'il·luminància s'han calculat corrents de circulació de fins 46mA, en canvi la resposta de càrrega mostra corrents d'entre set i catorze vegades superior.

Atès que la mesura de tensió és repetitiva, la justificació caldria buscar-la en la deducció de l'equació (3.1), on el supercondensador no es comporti com una capacitat ideal, cosa que modificaria la injecció de corrent. Un estudi a [21,22] sobre el comportament dels supercondensadors pot donar una explicació més detallada.

L'inconvenient trobat en l'aprofitament de corrent és que quan l'ultracondensador es carrega del tot, no accepta més corrent provinent del panell solar. Per tal d'aprofitar tota l'energia captada, s'hauria de plantejar disposar de més supercondensadors per emmagatzemar-ne més, en cas que fos necessari, segons el consum de l'aplicació. En definitiva, s'ha de destacar el fet de poder carregar un supercondensador amb l'energia sobrant del panell solar amb una interfície commutada.

3.4. Consum de la interfície

A continuació s'aborden els resultats obtinguts de les mesures experimentals en termes de consum, considerant com càrrega el dispositiu Zigbee.

Per calcular l'eficiència que pot assumir la interfície, es calcula la potència disponible al panell solar:

$$P_{disponible} = V_{panell} \cdot I_{panell} \quad (3.2)$$

Segons les mesures fetes al panell solar a l'apartat anterior, es prenen les condicions d'experimentació (distància 900mm) de la **Taula 3.3.** per calcular la potència disponible.

Taula 3.3. Potència disponible respecte la distància de la font.

Potència (mW)	Voltatge (V)	Corrent (mA)
415,56	9,03	46,02

Considerant la interfície dividida en dues malles, a partir d'ara es referirà la *mall*₁ i *mall*₂ a les associades al regulador i l'etapa d'emmagatzematge respectivament. Per calcular el repartiment de l'energia disponible del panell solar es considera:

$$E_{disponible} = Potència_{disp} \cdot T \quad (3.3)$$

$$E_{disponible} = E_{mall1} + E_{mall2}$$

Pel càlcul d'energies d'aquest apartat, es considerarà el moment en el qual el supercondensador ha emmagatzemat gairebé tota l'energia. Per arribar a aquest temps, es calcula el valor tau T (3.3) tal que $5 \cdot T$ és el 99,3% del voltatge total, s'extreu de **Fig. 3.8.**

$$\begin{aligned}\tau &\Rightarrow 63,2\%(V_{\text{capacitor}}); \tau = 71s \\ \Rightarrow 5 \cdot \tau &= 355s \text{ tal que } V_{\text{capacitor}} = 99,3\%(V_{\text{capacitor}})\end{aligned}\quad (3.4)$$

Com que el corrent que genera el panell solar es distribueix bé cap al regulador de tensió bé cap al supercondensador, el repartiment d'energia es pondera per cada malla considerant t_1 i t_2 el seu temps en actiu, calculat per la càrrega Zigbee.

$$\begin{aligned}E_{\text{malla1}} &= 415,56mW \cdot 355s \cdot \frac{t_1}{T} = 23,01J \\ E_{\text{malla2}} &= 415,56mW \cdot 355s \cdot \frac{t_2}{T} = 124,51J \\ E_{\text{disponible}} &= 23,01J + 124,51J = 147,52J\end{aligned}\quad (3.5)$$

Segons les mesures realitzades en el regulador, s'obté:

$$P_{tr1} = P_{tall} + P_{sat} = V_{in} \cdot I_{tall} + V_{sat} \cdot I_{sat} \quad (3.6)$$

on P_{tr1} és la potència dissipada al transistor del regulador, $V_{sat} = (V_{in} - V_{out})$, i $I_{tall} = 0mA$.

Quan el transistor treballa en mode tall, es produeix circuit obert en els punts drenador i font, el corrent que hi circula és nul, s'observa a **Fig. 3.6**. A la mateixa figura, es veu el corrent com circula quan el transistor opera en mode saturació. Degut al soroll tèrmic que mesura l'oscil·loscopi, apareixen corrents de 1,61mA, quan el que s'espera és 0A. A partir d'ara es considerarà aquest valor pels càlculs de totes les corrents.

La intensitat de corrent que circula pel transistor és el mateix que va al filtre, tot i que en el primer només hi circula durant el temps t_{on} .

Experimentalment s'ha mesurat per una càrrega Zigbee la tensió que cau al transistor (MOS1) $V_{sat}=8mV$ com la diferència de tensió entre drenador i font, $I_{sat} = 38,76mA$ com un corrent continu durant t_{on} , per fer el càlcul de potències es pondera respecte el període total, llavors:

$$\begin{aligned}P_{tr1} &= (9,03V - 2,8V) \cdot 1,61mA + 8mV \cdot 38,76mA \cdot \frac{3,24ms}{20,76ms} \Rightarrow \\ &\Rightarrow 10,03mW + 48,37\mu W = 10,08mW\end{aligned}\quad (3.7)$$

D'altra banda, s'ha mesurat experimentalment la tensió a l'entrada i sortida del filtre per calcular les pèrdues d'atenuació (**Fig. 3.12.**).

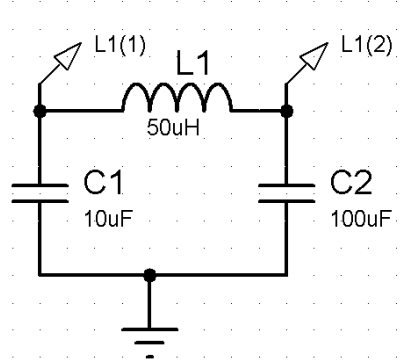


Fig. 3.8 Es mesura la diferència de tensió del filtre per calcular el seu consum.

Amb un oscil·loscopi digital s'han extret les tensions a cada borna de la bobina per mesurar la diferència de tensió atenuada pel filtre.

$$V_{\text{out}} - V_{\text{in}} = 7,9\text{mV} \quad (3.8)$$

El corrent que circula és el que proveeix la font, aquest es manté constant durant tot el període. Per mantenir-se constant durant el t_{off} del transistor, la bobina col·lapsa la seva diferència de tensió, motiu pel qual decreix. Doncs la potència dissipada al filtre és:

$$P_{\text{filtre}} = 7,9\text{mV} \cdot 38,76\text{mA} = 306,2\mu\text{W} \quad (3.9)$$

Per tant, la potència total que consumeix el regulador és:

$$P_{\text{regulador}} = P_{\text{tr1}} + P_{\text{filtre}} = 10,08\text{mW} + 293,46\mu\text{W} = 10,37\text{mW} \quad (3.10)$$

Amb un consum d'energia de:

$$E_{\text{regulador}} = 10,37\text{mW} \cdot 355\text{s} = 3,68\text{J} \quad (3.11)$$

En el dispositiu Zigbee es calcula el seu consum amb la tensió mitja d'alimentació $(V_{\text{min}} + \frac{V_{\text{max}} - V_{\text{min}}}{2})$ i el corrent que li arriba de la font, tal com:

$$P_{zigbee} = V_{zigbee} \cdot I_{zigbee} = 2,8V \cdot 37,15mA = 104,02mW \quad (3.12)$$

Amb un consum d'energia de:

$$E_{Zigbee} = 104,02mW \cdot 355s = 36,93J \quad (3.13)$$

L'energia total consumida a la *mallà1* és:

$$E_{consum_mallà1} = E_{regulador} + E_{Zigbee} = 40,61J \quad (3.14)$$

Es calcula la potència consumida pel microcontrolador, amb una tensió d'alimentació $V_{dd} = 5V$ i un corrent d'alimentació mínim d'operació per l'aplicació de $I_{dd} = 8mA$. Per sota d'aquest valor, el dispositiu es col·lapsa i no pot treballar.

$$P_{microcontrolador} = V_{dd} \cdot I_{dd} = 5V \cdot 8mA = 40mW \quad (3.15)$$

La seva energia consumida es calcula com:

$$E_{microcontrolador} = 40mW \cdot 355s = 14,2J \quad (3.16)$$

Aquest càlcul s'ha d'interpretar com la potència/energia que consumiria el microcontrolador si estigués connectat directament a la interfície. És una interpretació teòrica, doncs en l'experiment s'alimenta de forma independent a la resta del circuit.

Experimentalment s'ha provat de connectar el dispositiu de control a la interfície, però degut al seu consum o l'estabilitat de la tensió no ha estat capaç de treballar en llaç tancat. Per tenir en compte els càlculs energètics, es considerarà que el microcontrolador consumeix directament del supercondensador. Això planteja una possible ampliació del circuit en treballs futurs, extraient energia d'una font estable.

El consum de la mallà d'emmagatzematge (un cop el supercondensador està carregat), s'ha quantificat com:

$$\begin{aligned} P_{consum_mallà2} &= P_{diode} + P_{tr2} + P_{supercondensador} + P_{microcontrolador} \\ P_{diode} &= V_{diode} \cdot I_{diode} \quad ; \quad P_{tr2} = P_{tall} + P_{sat} \\ P_{supercondensador} &= P_{disp_mallà2} - P_{emmagatzemada} - P_{consum_mallà2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

On P_{disp_malla2} és la potència que entrega el panell solar a la *malla*₂.

Amb l'equip d'adquisició de dades es mesura $V_{diode}=200mV$ (amb el diode Schottky s'aconsegueixen tensions més petites que amb els de silici) amb un corrent de $I_{diode}=1,94mA$ extret de **Fig. 3.8**. A continuació es calcula la potència consumida al diode, com que el corrent no és continu en el temps, s'ha de ponderar durant el temps t_{on} de tr_2 :

$$P_{diode} = V_{diode} \cdot I_{diode} = 200mV \cdot 1,94mA \cdot \frac{17,52}{20,76} = 327,47 \mu W \quad (3.18)$$

El consum calculat al transistor de la *malla*₂ és:

$$P_{tr2} = P_{tall} + P_{sat} = V_{in} \cdot I_{tall} + V_{sat} \cdot I_{sat} \quad (3.19)$$

on P_{tr1} és la potència que consumeix el transistor del regulador, $V_{sat} = (V_{in} - V_{out})$, i $I_{tall} = 0mA$. Experimentalment, s'ha mesurat $V_{sat}=8mV$ i $I_{sat} = 1,94mA$ com el corrent de circulació, doncs:

$$P_{tr2} = 0 + 8mV \cdot 1,94mA \cdot \frac{17,52}{20,76} = 13,09 \mu W \quad (3.20)$$

A continuació es calcula la potència dissipada pel supercondensador de 0,5F, un cop està carregat al cap de 170 segons, amb les dades de **Fig. 3.8**. Prèviament, es necessita calcular l'energia emmagatzemada.

$$P_{supercondensador} = P_{disp_malla2} - P_{emmagatzemada} - P_{diode} - P_{tr2} - P_{microcontrolador}$$

$$P_{emmagatzemada} = \frac{E_{emmagatzemada}}{t_{càrrega}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2}{t_{càrrega}} = \frac{0,5 \cdot 0,5F \cdot 8,97^2 V}{355s} = 56,66mW \quad (3.21)$$

Per calcular l'energia emmagatzemada total, es resta la que consumeix el micropic doncs :

$$E_{emmagatzemada} = 15,66mW \cdot 355s = 5,91J \quad (3.22)$$

Aquest valor és molt petit respecte el total que entrega la font a la *mall*₂ degut en part a que el corrent es redueix molt a mesura que el supercondensador es va carregant (passa del 37,15mA inicials a 1,94mA aproximadament).

D'on s'extreu que la potència que dissipa el supercondensador és:

$$\begin{aligned} P_{disp_mall2} &= 415,56mW \cdot (1 - D) = 350,73mW \\ P_{supercondensador} &= 350,73mW - 56,66mW - 327,47\mu W - 13,09\mu W - 40mW \quad \mathbf{(3.23)} \\ P_{supercondensador} &= 253,73mW \end{aligned}$$

Es fa notar l'expressió equivalent $(1 - D) = \frac{t_2}{T}$, on D és el cicle de treball.

La potència consumida a la *mall*₂ és:

$$\begin{aligned} P_{consum_mall2} &= P_{diode} + P_{tr2} + P_{supercondensador} + P_{microcontrolador} \Rightarrow \\ &\Rightarrow 327,47\mu W + 13,09\mu W + 253,73mW + 40mW = 294,07mW \quad \mathbf{(3.24)} \end{aligned}$$

El consum total d'energia a la *mall*₂ és:

$$E_{consum_mall2} = 294,07mW \cdot 355s = 104,39J \quad \mathbf{(3.25)}$$

S'ha de fer notar que aquesta és l'energia que dissipa la *mall*₂ i sumant l'energia que guarda (3.22) lliga amb l'energia total que distribueix la interfície (3.4)

- *Balanç i eficiència energètica*

L'eficiència del regulador s'ha calculat com la relació entre l'energia proporcional lliurada pel panell solar a la càrrega Zigbee i aquesta més la dissipada al regulador (en base a la relació de potències fet a (1.14)).

$$\eta_{regulador} (\%) = \frac{E_{zigbee}}{(E_{zigbee} + E_{dissipada_regulador})} \quad \mathbf{(3.26)}$$

On no es considera el consum del micropic ja que aquest s'extreu de l'energia del supercondensador, per tant:

$$\eta_{regulador} (\%) = \frac{36,93J}{(36,93J + 3,68J)} = 90,93\% \quad (3.27)$$

Aquest percentatge indica que la part proporcional de l'energia que s'envia de la font a la càrrega, se'n aprofita una gran part. El resultat és troba en un marge molt alt dintre de les eficiències ofertes pels reguladors commutats .

En termes d'eficiència de la interfície, els càlculs es basen en l'experimentació durant un temps de 355s. Es relaciona l'energia disponible del panell solar i l'energia consumida per l'interfície.

$$\eta_{interfície} (\%) = \frac{E_{aprofitada}}{E_{disponible}} \quad (3.28)$$

On $E_{aprofitada} = E_{Zigbee} + E_{emmagatzemada}$

$$\eta_{interfície} (\%) = \frac{36,93J + 5,91J}{147,52J} = 29,04\% \quad (3.29)$$

Aquest càlcul dona un valor d'eficiència molt pobre, degut principalment a la pèrdua d'energia no emmagatzemada. No obstant s'han de considerar dos aspectes fonamentals per l'anàlisi d'aquestes dades.

1. Posant mitjans per emmagatzemar tota l'energia que li arriba al supercondensador, es a dir, que aquest no en dissipi, l'eficiència arribaria a uns valors tals com:

$$\eta_{interfície} (\%) = \frac{132,91J}{147,52J} = 90,09\% \quad (3.30)$$

S'hauria d'estudiar implementar una xarxa de supercondensadors amb una capacitat d'emmagatzematge de:

$$E_{emmagatzemada} = 95,98J \quad (3.31)$$

2. Els percentatges s'han de prendre com l'eficiència mínima assolible, doncs sempre es considera el dispositiu Zigbee operant en consum màxim i constant. En una aplicació real, segons la cadència de transmissió de dades, el temps en mode d'operació i en mode sleep, l'energia consumida seria molt inferior a la calculada en aquest punt.

Per exemple, una aplicació que transmet dades durant 250ms per cada segon, consumeix com a molt un 75% d'energia menys. En la situació de **(3.30)**:

$$E_{Zigbee} = 104,02mW \cdot 355s \cdot 0,25 = 9,23J \quad \mathbf{(3.32)}$$

La resta d'energia s'emmagatzemaria.

CAPÍTOL 4. CONCLUSIONS I LINIES DE TREBALL FUTURES

L'objectiu d'aquest treball ha estat alimentar, de forma continua, un dispositiu amb energia provinent d'una font llumínica, sota la consigna de màxima eficiència energètica. Això ha implicat emmagatzemar energia quan la càrrega no en necessitava consumir, i estudiar les tècniques de mínim consum en la regulació de càrrega, necessàries per alimentar un dispositiu electrònic. A fi de gestionar l'energia de forma eficient, es fa servir un sistema de control digital mitjançant un microcontrolador.

En conclusió:

1. Els resultats experimentals han verificat els dissenys estudiats.
2. S'ha aconseguit alimentar un dispositiu Zigbee mantenint la tensió d'alimentació estable entre la seva tensió d'operació.
3. Simultàniament s'ha carregat un supercondensador amb l'energia sobrant, gràcies a la gestió de control que fa el microcontrolador.
4. La interfície converteix el corrent de la font en tensió d'alimentació.

S'ha de ser crític amb els resultats relatius amb l'eficiència energètica. Tot i que el regulador aconsegueix els objectius marcats de consum i s'emmagatzema energia, en termes globals es perd molta energia de la font. Un cop carregat el supercondensador ja no s'aprofita el corrent entregat pel panell solar, quan la càrrega connectada no en consumeix.

Es planteja com a solució, una xarxa de supercondensadors per acumular més energia. A la pràctica, aquesta solució sempre és un compromís en funció dels requeriments del sistema a alimentar, potser no fa falta guardar tota l'energia per alimentar un dispositiu concret, o potser les condicions a les que aquest s'exposa són tan extremes que sí es fa necessari.

Per la total integració del microcontrolador en la interfície i aconseguir una dependència nul·la d'altres fonts de tensió externes, és planteja l'opció d'alimentar-lo fent servir un regulador integrat de baixa potència que proporcioni una tensió i corrent constant, aprofitant l'energia del supercondensador. També es proposa l'ús d'altres tipus de pics disponibles al mercat amb prestacions semblants i consum inferior, doncs el que es fa servir en consumeix al voltant del 10% de l'energia total, una xifra molt significativa.

Considerant tot plegat, els resultats han estat satisfactoris. Degut a la flexibilitat de la interfície a ser modificada per regular altres marges de tensió, es pot fer servir per alimentar altres dispositius, analitzant la seva potència consumida i la capacitat d'emmagatzematge, en cas de requerir més supercondensadors.

En definitiva, aquest projecte fomenta una base de treball sòlida per la consecució d'objectius més ambiciosos.

CAPÍTOL 5. ESTUDI D'AMBIENTALIZACIÓ

Aquest projecte parteix de la idea d'aprofitar l'energia del medi per alimentar dispositius electrònics mitjançant energia solar, com alternativa a les bateries o piles. Per tant, és un projecte purament d'energies renovables i en conseqüència té un impacte beneficiós en el mediambient.

Els objectius que s'aconsegueixen són reduir l'ús de piles i bateries com a font d'alimentació, així com reduir el seu manteniment. Substituint aquestes fonts que empen substàncies tòxiques en la seva composició com el mercuri o el zinc, s'aconsegueixen reduir quantitats d'emissions contaminants. Els supercondensadors que s'utilitzen en el projecte no contenen materials pesants com el cadmi o el cobalt, i per tant són més respectuosos.

Els panells solars que es fan servir, tampoc causen un impacte visual molest degut a les seves petites dimensions, i en general no degraden l'entorn on es troben.

REFERÈNCIES

[1] Maria Lourdes Castella Gener. PFC. Alimentació de sensors autònoms amb energia òptica.

Tipus Ref: Paper

[2] J.D.AGUILAR,G. NOFUENTES, J.MARÍN, J.C.HERNÁNDEZ, F.J.MUÑOZ, y E. GUZMÁN. ESTUDIO DE LA CÉLULA SOLAR CON AYUDA DE SIMULADOR PSPICE® Y DE MEDIDAS DE MÓDULOS FOTOVOLTAICOS DE SILICIO CRISTALINO A SOL REAL. Grupo I+DEA. Escuela Politécnica Superior. Universidad de Jaén. Campus de las Lagunillas.

Tipus Ref: Digital

[3] Microchip (PICDEMZ). Microchip development Tools

Tipus Ref : Digital & paper

Web/URL's : www.microchip.com

[4] Proteus VSM. Octubre 2007.

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://www.labcenter.co.uk>

[5] By Jingdong Chen, National Semiconductor. Mobile Handset DesignLine enero 14, 2008

<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=205800916>

[6] Michael Day and Jatan Naik, Texas Instruments. Power Management DesignLine. Abril 25, 2007.

<http://www.planetanalog.com/showArticle.jhtml?articleID=199202088>

[7] HI-TECH *PIC-LITE Compiler Manual*. Febrer 2008.

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://www.htsoft.com>

[8] Escola Politècnica Superior de Castelldefels.EPSC. Octubre 2007.

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://www.epsc.upc.edu>

[9] Plana web de la assignatura Sistemas Electrònics Digitals de la Universitat EPSC, UPC

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://epsc.upc.edu/sed/projectes>

[10] Ferdinand Sluijs, Kees Hart, Wouter Groeneveld, Stefan Haag. Integrated DC/DC converter with digital controller. Philips research Laboratories, Eindhoven, Netherlands.

Tipus Ref: Digital

[11] Angel Cid-Pastor, Luis Martínez-Salamero. Energy Processing By Means Of Power Gytrators, pag 52-59. University of Catalonia (UPC) at Barcelona, 2005.

Tipus Ref: Digital

[12] Introduction to C and the PIC Microcontroller

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/C%20for%20PIC/C_Intro.html

[13] ETRX2 ZigBeeTM MODULE PRODUCT MANUAL

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://www.telegesis.com>

[14] Cuadras A1, Ben Amor N2, Kanoun. Smart Interfaces for Low Power Energy Harvesting Systems. I²MTC 2008 – IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Victoria, Vancouver Island, Canada, May 12–15, 2008

Tipus Ref: Digital

[15] Sergio Franco. Design With Operational Amplifiers And Analog Integrated Circuits. 2002. Mc Graw Hill, chapter 11.

Tipus Ref: Paper

[16] Anàlisi de filtres analògics de les assignatures SE i SL.

Tipus Ref: Paper i Digital

[17] Introduction to C and the PIC Microcontroller

Tipus Ref: Paper i Digital

Web/URLs:

http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/C%20for%20PIC/C_Intro.html

[18] Manuales i programa CCS.

Tipus Ref: Paper i Digital

Web/URLs: <http://www.ccsinfo.com/forum/>

[19] Datasheet solar panel

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://www.farnell.com/datasheets/8196.pdf>

[20] Reguladores de tensión.

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://grupos.unican.es/dyvc/ruizrg/postscript/LibroEcaBasica/Tema11.pdf>

[21] A Method to Investigate the Cycling Lifetime of Supercaps. Th. Keutel, H. Mehlich, D. Polenov, B. Veit, M. Bodach, S. König, J. Lutz. Chemnitz University of Technology

Tipus Ref: Digital

[22] Investigations of Reliability of Supercaps. H. Mehlich, M. Bodach, B. Veit, J. Lutz Chemnitz University of Technology.
Tipus Ref: Digital

[23] MOSFET datasheet. 2sK956, Fuji Technologies.

Tipus Ref: Digital

Web/URLs: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/108172/FUJI/2SK956-01R.html>

BIBLIOGRAFIA

[1] José M^a Angulo Usartegui, Susana Romero Yesa, Ignacio Angulo MArínez. Microcontroladores Pic. 16f87X. Diseño práctico de aplicaciones, 2^a parte. 2000. Mc Graw Hill.
Tipus Ref: Paper

[2] Sergio Franco. Design With Operational Amplifiers And Analog Integrated Circuits. 2002. Mc Graw Hill.

Tipus Ref: Paper

[3] L.Castañer, S. Silvestre. Modelling photovoltaic systems using Pspice. 2002. John Wiley & Sons.

Tipus Ref: Paper