### POLITECNICO DI TORINO

III Facoltà di Ingegneria dell'Informazione Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

## Sottosistema di comunicazione tollerante ai guasti per satellite modulare AraMiS



**Relatori:** prof. Dante Del Corso prof. Leonardo Reyneri

> Candidato: Danilo ROASCIO

Novembre 2008

### Sommario

Il progetto AraMiS nasce al Politecnico di Torino nel dicembre 2006 con l'obiettivo dello sviluppo di una Architettura Modulare per Satelliti. L'attività di ricerca si inserisce nel contesto dell'avionica per satelliti, in rapida crescita negli ultimi anni. La disponibilità di vettori di lancio a basso costo ha infatti attirato l'attenzione delle istituzioni più diverse (università, industrie ed enti locali) sullo spazio e sulle possibilità, spesso uniche, offerte dall'ambiente spaziale.

L'accesso economico allo spazio non è però ancora una realtà, soprattutto per l'assenza di una serie di componenti, di tecniche di sviluppo e di servizi di supporto a terra che abbiano un costo compatibile con i budget degli istituti di ricerca o delle piccole e medie imprese.

Questo ha portato allo sviluppo di nuovi concetti come quello dei CubeSat, satelliti di dimensioni estremamente ridotte costruiti con componenti di tipo commerciale (COTS, Commercial Off-The-Shelf) non specificamente qualificati per l'utilizzo spaziale e che definiscono uno standard meccanico che consente di ridurre i costi di lancio.

L'architettura AraMiS mira ad estendere questi concetti, con la creazione di un insieme di sottosistemi elettronici avanzati, indipendenti e riutilizzabili in missioni diverse, che introducano il concetto della standardizzazione meccanica dei CubeSat nell'elettronica di bordo.

Ogni modulo è incaricato di compiti specifici e, pur essendo completamente indipendente dal resto del sistema, può comunicare ed interagire con gli altri moduli, siano essi dello stesso tipo o di tipo diverso grazie agli standard di interfaccia comuni. Questo garantisce la scalabilità dell'architettura, che può così adattarsi ai requisiti di missioni molto diverse tra loro. Garantisce però anche la riusabilità dei singoli moduli, permettendo di ammortizzare su più missioni i costi di sviluppo, di testing e i costi non ricorrenti, che in una missione spaziale impegnano generalmente più del 90% del budget disponibile.

L'architettura AraMiS si applica allo sviluppo di micro e nano satelliti per orbite tra i 500 e gli 800 km di quota (LEO, Low Earth Orbit). I moduli di cui è composta sono di dimensione standard (16.5 cm  $\times$  16.5 cm) e formano parte integrante della struttura meccanica del satellite. Nella configurazione minima, il satellite è formato da sei moduli che costituiscono le facce esterne di un cubo. Lo spazio interno presenta un volume utile di circa 1 dm<sup>3</sup> e può essere occupato da altri moduli o da un payload specifico della missione. Oltre al cubo minimo, con la realizzazione di un opportuno telaio è possibile disporre i moduli anche in strutture più complesse che meglio si adattino alle dimensioni e alla forma del payload.

I moduli, o tile, attualmente in fase di sviluppo sono:

- Power Management Tile Costruito su una lastra di alluminio (spesso 1.5 mm), presenta sulla faccia esterna, rivolti verso lo spazio, i pannelli solari in GaAs a tripla giunzione che forniscono l'energia al satellite. Sulla faccia interna sono presenti i circuiti di conversione dell'energia, due batterie agli ioni di litio con i relativi circuiti di carica, il sistema di determinazione e di controllo di assetto e un microcontrollore che gestisce il funzionamento dei vari sottosistemi. Ogni modulo scambia energia con le altre Power Management Tile e con l'intero sistema tramite il Power Distribution Bus (PDB): questo consente di garantire una fornitura costante di energia a tutti i moduli indipendentemente dall'illuminazione delle singole facce, ma consente anche, ad esempio, di caricare batterie su pannelli in ombra ricavando energia da quelli esposti al sole. Ogni modulo comunica anche con il computer centrale (On Board Computer, OBC) per ricevere comandi sulla gestione dei sottosistemi o per trasmettere i dati di telemetria misurati localmente.
- Telecommunication Tile Costruito con una lastra di alluminio più spessa (5 mm), rappresenta il punto preferenziale di ancoraggio del satellite al vettore. Sulla faccia esterna sono presenti le due antenne di comunicazione verso terra (a 437 MHz e 2.4 GHz) e l'eventuale struttura di ancoraggio. Il lato interno contiene i moduli a radiofrequenza nelle due bande e due OBC ridondati. Questo modulo interagisce con le Power Management Tile attraverso l'invio di comandi di controllo e la ricezione dei dati di telemetria; gestisce inoltre le comunicazioni verso terra con la ricezione e l'attuazione dei telecomandi e la trasmissione dei dati di telemetria e di un eventuale payload;

L'architettura è quindi altamente integrata, nonostante sia composta da moduli separati, e tutti gli scambi di informazione tra i diversi elementi del satellite avvengono per mezzo dell'On-Board Data Bus, il sottosistema sviluppato in questa tesi.

Il lavoro è iniziato con una fase di documentazione sugli standard di comunicazione esistenti. Sono stati analizzati principalmente bus di comunicazione che presentassero caratteristiche intrinseche di tolleranza ai guasti, come i principali bus automotive e il bus standard de facto per applicazioni spaziali, lo SpaceWire. L'analisi si è soffermata in particolare sul protocollo CAN (Controller Area Network), che presenta interessanti caratteristiche di semplicità e affidabilità. In seguito però ad una valutazione più accurata dei requisiti dell'architettura AraMiS, è apparso evidente che i bus esistenti non soddisfano a volte ai requisiti di semplicità ed economicità (come nel caso dello SpaceWire), a volte ai requisiti di flessibilità e di velocità (come nel caso del CAN).

E iniziata quindi una fase di progetto volta ad individuare per il livello fisico una tecnica di interconnessione che garantisse l'isolamento galvanico tra i moduli (necessario per l'affidabilità e la flessibilità delle interconnessioni) con bitrate dell'ordine del megabit al secondo.

Le soluzioni più promettenti sono risultate l'accoppiamento magnetico tramite trasformatori e l'accoppiamento ottico tramite LED e fotodiodi.

Ad una prima analisi, le due soluzioni presentano problemi comuni come l'impossibilità di accoppiare la componente continua dei segnali (nel caso del trasformatore per ovvie ragioni magnetiche, nel caso di LED e fotodiodi per la sovrapposizione al segnale della luce ambientale). Diventa quindi necessario l'utilizzo di una codifica dei segnali da trasmettere e si è individuato nella codifica RZI (Return-to-Zero Inverted) ad impulsi un buon compromesso tra semplicità realizzativa (con la logica di codifica e decodifica già integrata in molti microcontrollori) e compatibilità con entrambi i tipi di accoppiamento. La codifica RZI è infatti utilizzata comunemente con LED e fotodiodi nel protocollo IrDA ed è utilizzabile con accoppiamento magnetico tramite appositi pulse transformer.

Entrambe le soluzioni presentano anche vantaggi e svantaggi contrapposti. L'accoppiamento magnetico garantisce ad esempio la semplicità nei circuiti di interfaccia e una buona ridondanza dei collegamenti a fronte di una richiesta non trascurabile in termini di cavi e connettori. L'accoppiamento ottico può invece garantire la comunicazione tra tutti i moduli del sistema senza l'utilizzo di cavi e connettori con la sola propagazione in spazio libero, ma offre minori garanzie sulla presenza di un adeguato canale di collegamento (per infiltrazioni luminose dall'esterno o per un cammino ottico basato solo su riflessioni).

Sono state quindi analizzate più nel dettaglio entrambe le alternative, per arrivare alla conclusione che gli svantaggi della soluzione ottica sono abbondantemente compensati dalla possibilità di evitare totalmente l'utilizzo di cavi e connettori per le connessioni dell'On-Board Data Bus. Gli elementi meccanici sono infatti un punto particolarmente critico all'interno di un satellite per le notevoli sollecitazioni a cui sono sottoposti durante il lancio.

Nei casi in cui la visibilità ottica tra gli elementi sia invece più critica, è comunque possibile l'utilizzo di strutture ottiche guidanti basate su fibre ottiche plastiche o su guide integrate con la struttura meccanica dei moduli.

Un'ultimo ostacolo all'adozione dell'accoppiamento ottico era però rappresentato dalle incerte prestazioni dei componenti ottici (LED e fotodiodi) in un ambiente come quello spaziale, con la presenza di notevoli quantità di radiazioni. L'impatto sui componenti di particelle e ioni ad alta energia, oltre a causare problemi ai semiconduttori per Single Event Effects (SEE) e Total Dose accumulata, tende infatti ad opacizzare le materie plastiche trasparenti, degradando le prestazioni dei componenti ottici.

Sono stati quindi sviluppati un circuito ed un software che permettessero di misurare le caratteristiche di emissione e di sensibilità dei componenti ottici in condizioni tipiche di funzionamento. Successivamente, una serie di componenti campione è stata sottoposta ad un'elevata dose di radiazioni (con raggi X e protoni) e ne è stata valutata la variazione delle caratteristiche.

I primi risultati mostrano, sopratutto con irradiazione di particelle ad alta energia, un effettivo peggioramento delle caratteristiche di sensibilità e emissione. Saranno però condotti in futuro ulteriori test con altri tipi di particelle caratterizzate da una maggiore penetrazione nel materiale, in quanto questo parametro gioca un ruolo fondamentale nel livello di degradazione provocato.

Contemporaneamente a questa analisi, sono state progettate le interfacce che consentono la trasmissione e la ricezione luminosa da parte dei microcontrollori e sono stati realizzati dei primi prototipi con caratteristiche di funzionamento soddisfacenti.

È stato anche sviluppato il codice C che implementa sui microcontrollori il livello Data Link del protocollo di comunicazione utilizzando una struttura single-master. Con il livello fisico utilizzato, rimane però possibile anche un approccio multi-master che potrà essere sfruttato da successive evoluzioni del protocollo.

# Indice

So	ommario	III	
1	Il progetto AraMiS		
<b>2</b>	Requisiti di sistema e specifiche 7		
3	Standard esistenti3.1SpaceWire3.2CAN3.3LIN, FlexRay, MOST3.4Valutazione degli standard esistenti	<b>13</b> 13 25 39 41	
4	Standard proposto    4.1  Livello Fisico	<b>43</b> 43 46 65 106	
<b>5</b>	Qualifica dei componenti 1	15	
6	Realizzazione e collaudo prototipo  1    6.1  Livello Fisico  1    6.2  Livello Collegamento  1	izzazione e collaudo prototipo129Livello Fisico	
7	Conclusioni 137		
$\mathbf{A}$	Schemi elettrici 139		
В	Codice sorgente 145		
Bi	bliografia 1	63	

# Elenco delle tabelle

3.1	Definizione degli stati dominant e recessive.	28
3.2	Livelli di tensione degli stati logici, standard ISO 11898-2.	35
3.3	Livelli di tensione degli stati logici, standard ISO 11898-3.	36
3.4	Livelli di soglia per ricezione single-ended e differenziale (alimenta-	
	zione nominale $V_{CC} = 5 V$ ).	37
4.1	Simulazione dell'attenuazione introdotta da ogni trasformatore	62
4.2	Caratteristiche dei fotodiodi commerciali su bande ottiche diverse	72
4.3	Caratteristiche dei LED commerciali su bande ottiche diverse	72
4.4	Corrispondenza tra gli angoli a metà potenza dei diagrammi di irra-	
	diazione e il parametro $\alpha$	76
4.5	Risultati di simulazione delle correnti di segnale, solari e loro rapporti	
	per le diverse bande di lavoro	77
5.1	Caratteristiche dei LED commerciali sottoposti ad irradiazione	124
5.2	Caratteristiche dei fotodiodi commerciali sottoposti ad irradiazione.	124

# Elenco delle figure

1.1	Faccia esterna della Power Management Tile	2
1.2	Faccia interna della Power Management Tile	2
1.3	Faccia esterna della Telecommunication Tile	4
1.4	Faccia interna della Telecommunication Tile	4
1.5	Vista interna del cubo minimo.	5
1.6	Struttura cubica con due moduli per lato.	5
1.7	Struttura a prisma esagonale per payload tipo telescopio ottico. $\ .\ .$	6
2.1	Diagramma delle classi del progetto AraMiS	8
2.2	Diagramma delle classi di 1B4 On-Board Data handling Subsystem .	9
2.3	Livello di Total Ionizing Dose annuale in funzione della quota	12
3.1	Esempio di rete di comunicazione SpaceWire	14
3.2	Esempio di segnale LVDS	16
3.3	Specifiche dei livelli di tensione all'ingresso del ricevitore LVDS e della	
	soglia di comparazione	16
3.4	Esempio di codifica Data-Strobe.	17
3.5	Disposizione dei segnali SpaceWire in un connettore D-SUB DE-9	18
3.6	Caratteri Data e caratteri Control.	19
3.7	Intervallo di copertura del bit di parità	19
3.8	Schema di handshaking e error recovery fornito dal livello exchange	
	SpaceWire	21
3.9	Formato del pacchetto SpaceWire	22
3.10	Esempio di routing tramite path addressing e regional local addressing.	23
3.11	Connessione tramite bus wired-OR	28
3.12	Esempio semplificato di arbitrazione CAN	29
3.13	Frame base data/remote (CAN 2.0, part A)	30
3.14	Frame esteso data/remote (CAN 2.0, part B)	30
3.15	Interframe spacing	31
3.16	Error frame	32
3.17	Overload frame	33
3.18	Topologia di riferimento del bus ISO 11898-2.	34
3.19	Dimensioni della rete CAN, standard ISO 11898-2.	34

3.20	Sistema di riferimento dei livelli di tensione
3.21	Topologia di rete star point
3.22	Schema di riconfigurazione interno del transceiver AMIS-41682 in
	caso di guasto sul canale
3.23	Distribuzione dei vari standard automotive in funzione di bitrate e
	costo dell'interfaccia
4.1	Esempio di codifiche Non-Return-to-Zero (NRZ) e Return-to-Zero
	Inverted (RZI)
4.2	Schema di principio della struttura dei collegamenti tra le mattonelle. 4
4.3	Grafo dei possibili percorsi del segnale
4.4	Risposta all'impulso del canale
4.5	Risposta in frequenza del canale
4.6	Risposta del canale ad un impulso rettangolare di 10 ns 5
4.7	Risposta del canale ad un impulso rettangolare di 100 ns 5
4.8	Topologia a 3 loop indipendenti mediante separazione dei rami verti-
	cali e orizzontali
4.9	Accoppiamento magnetico e trasmissione con driver differenziale 5
4.10	Accoppiamento magnetico e trasmissione con driver open-collector. 5
4.11	Possibili guasti sul canale
4.12	Accoppiamento magnetico con resistenza di protezione elettrostatica. 5
4.13	Schema di principio del contenuto di ogni mattonella 5
4.14	Schema di principio alternativo di isolamento delle mattonelle 5
4.15	Contenuto della mattonella con isolamento delle connessioni e com-
	ponenti sbilanciati.
4.16	Contenuto della mattonella con isolamento delle connessioni e resi-
	stenza di protezione elettrostatica
4.17	Circuito equivalente di un pulse transformer
4.18	Esempi di star coupler passivi
4.19	Esempio di possibile struttura ottica guidante per mattonella AraMiS. 6
4.20	Densità dello spettro solare medio al di fuori dell'atmosfera (dati
	SORCE)
4.21	Spettri di emissione e di responsivity della coppia LED/fotodiodo
	nella banda IR
4.22	Spettri di emissione e di responsivity della coppia LED/fotodiodo
	nella banda Rossa
4.23	Spettri di emissione e di responsivity della coppia LED/fotodiodo
1.0.1	nella banda UVA
4.24	Sistema di riferimento per il calcolo delle correnti di segnale e solari. 7
4.25	Contronto tra le diverse risposte spettrali dei fotodiodi e lo spettro
	solare

4.26	Gamma di fotodiodi AutoSelective della EPIGAP Optoelektronik	
	GmbH e limiti intrinseci di sensibilità.	79
4.27	Schema di principio del driver del LED	82
4.28	Sezione ad alta velocità del driver del LED	83
4.29	Tensione di gate e di drain in funzione della carica totale di gate per	
	il MOS NTR4501N	84
4.30	Sezione a bassa velocità del driver del LED	84
4.31	Modello interno di un fotodiodo	86
4.32	Collegamento del fotodiodo in configurazione fotovoltaica.	88
4.33	Collegamento del fotodiodo in configurazione fotoconduttiva	88
4.34	Schema alternativo di polarizzazione del fotodiodo.	89
4.35	Schema di principio del ricevitore ottico.	90
4.36	Schema dello stadio di amplificazione con guadagno 30 dB	91
4.37	Diagramma di Bode della risposta in frequenza dello stadio di ampli-	
	ficazione	92
4.38	Risposta in frequenza della risposta dello stadio di amplificazione	
	(simulazione).	94
4.39	Filtro modified multiple-loop feedback (MMFB) passa-banda	95
4.40	Oscillatore a rilassamento.	98
4.41	Distribuzione dei valori di Q, $f_n$ e guadagno alla frequenza nominale	
	con tolleranze del 10% per i condensatori e dell'1% per le resistenze	100
4.42	Distribuzione dei valori di Q, $f_n$ e guadagno alla frequenza nominale	
	con tolleranze dell'1% per condensatori e resistenze	101
4.43	Comparatore per il ramo Data.	102
4.44	Comparatore per il ramo Interrupt.	103
4.45	Schema interno della USCI in modalità UART di un processore della	
	famiglia MSP430x2xx Texas Instruments	108
4.46	Formato proposto del pacchetto	109
4.47	Scambio di dati tra master e slave senza errori	110
4.48	Scambio di dati tra master e slave con perdita del pacchetto dati	
	inviato dal master.	110
4.49	Scambio di dati tra master e slave con perdita dell'acknowledge	111
4.50	Esempio di utilizzo di un bus guardian	112
4.51	Esempio di utilizzo di un bus guardian nell'architettura AraMiS	113
5.1	Sezione trasversale di un tipico transistor bipolare realizzato con pro-	
	cesso VIP10	118
5.2	Schema di principio del sistema di misura dei diagrammi di emissio-	
	ne/ricezione	120
5.3	Realizzazione su millefori del circuito di misura dei diagrammi di	
	emissione/ricezione	122
5.4	Setup di misura	123

5.5	Interfaccia del software di misura	
5.6	Chiusura di un fotodiodo e del relativo supporto nella camera di	
	irradiazione	
5.7	Diagrammi di emissione dei LED	
5.8	Diagrammi di ricezione dei fotodiodi	
6.1	Prototipo del ramo dati di un ricevitore (scala 2:1)	
6.2	Realizzazione su circuito stampato	
6.3	Circuito stampato di test del transceiver HSDL-3602 (scala 2:1) 131	
6.4	Ritardo tra il comando del trasmettitore e l'uscita del ricevitore 133	
6.5	5 Diagramma UML di una prima implementazione del livello Collega-	
	mento proposto	
A.1	Interfaccia per accoppiamento magnetico	
A.2	Interfaccia per accoppiamento ottico	
A.3	Bus Guardian hardware	
A.4	Circuito di misura dei diagrammi di emissione/ricezione	

## Elenco delle abbreviazioni

API	Application Programming Interface
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
CAN	Controller Area Network
CB	Complementary Bipolar
COTS	Commercial Off-The-Shelf
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA/BA	Carrier Sense Multiple Access/Bitwise Arbitration
DI	Dielectrically Isolated
DLC	Data Length Code
DS	Data-Strobe
ECU	Engine Control Unit
EEP	Error End of Packet
EOF	End Of Frame
EOP	Normal End of Packet
ESC	Escape
FCT	Flow Control Token
FPGA	Field-Programmable Gate Array
GBWP	Gain-Bandwidth Product
IDE	Identifier Extension

LEO	Low Earth Orbit
LIN	Local Interconnect Network
LLC	Logical Link Control
LVDS	Low-Voltage Differential Signaling
MAC	Media Access Control
MOST	Media Oriented System Transport
MDI	Medium Dependent Interface
NRZ	Non-Return-to-Zero
OBC	On-Board Computer
OSI	Open Systems Interconnection model
PDB	Power Distribution Bus
PMMA	Polymethyl Methacrylate
POF	Polymer Optical Fibre
RTC	Remote Terminal Computer
RTI	Remote Terminal Interface
$\mathbf{RTR}$	Remote Transmission Request
$\mathbf{RZ}$	Return-to-Zero
RZI	Return-to-Zero Inverted
SAA	South Atlantic Anomaly
SEE	Single Event Effects
SEL	Single Event Latch-up
SEU	Single Event Upset
SOF	Start Of Frame
SOI	Silicon On Insulator
SORCE	Solar Radiation and Climate Experiment

SPOF	Single Point of Failure
$\mathbf{SRR}$	Substitute Remote Request
TDMA	Time Division Multiple Access
TID	Total Ionizing Dose
TSI	Total Solar Irradiance
$\mathbf{TVT}$	Thermal Vacuum Testing
USCI	Universal Serial Communication Interface
UTP	Unshielded Twisted Pair

# Capitolo 1 Il progetto AraMiS

L'architettura AraMiS è pensata per lo sviluppo di micro e nano satelliti per orbite tra i 500 e gli 800 km di quota (LEO, Low Earth Orbit).

L'idea alla base dell'architettura è la realizzazione delle strutture meccaniche e delle strutture elettroniche di base di un satellite tramite l'assemblaggio di moduli prefabbricati. I moduli sono progettati per essere assemblati e utilizzati nella maniera più semplice e flessibile, permettendo di ridurre costi e tempi di sviluppo. Ogni modulo sarà inoltre completamente caratterizzato e collaudato, lasciando all'utilizzatore il solo compito della realizzazione e del testing del payload.

I moduli, o *tile*, che compongono l'architettura presentano delle caratteristiche comuni:

- dimensione di  $16.5 \,\mathrm{cm} \times 16.5 \,\mathrm{cm}$ ;
- struttura portante realizzata con una lastra di alluminio alodinato o anodizzato;
- fori di fissaggio sull'intero perimetro con passo di 11.75 mm, per garantire un'elevata rigidità e un ottimo isolamento elettromagnetico a frequenze di 2.4 GHz o superiori.

Sono attualmente definiti due tipi diversi di moduli: la Power Management Tile e la Telecommunication Tile.

La Power Management Tile è costruita su di una lastra di alluminio di 1.5 mm di spessore e presenta sulla faccia esterna (rivolti verso lo spazio) i pannelli solari in GaAs a tripla giunzione che forniscono l'energia al satellite (vedi figura 1.1). Sulla faccia interna sono invece fissate, tramite una struttura metallica, le due batterie agli ioni di litio che immagazzinano l'energia e la ruota di inerzia con il relativo motore brushless per il controllo di assetto (vedi figura 1.2). Al di sotto della struttura metallica, sono incollati con colle termoconduttive alla lastra di alluminio il circuito



Figura 1.1: Faccia esterna della Power Management Tile [5].



Figura 1.2: Faccia interna della Power Management Tile [5].

stampato principale del modulo e il solenoide del controllo di assetto. Sul circuito stampato saranno presenti i circuiti switching di conversione dell'energia proveniente dai pannelli solari, i circuiti di carica delle batterie, i sensori per la determinazione dell'assetto del satellite e un microcontrollore che gestisce il funzionamento di tutti i sottosistemi.

Ogni modulo di power management sarà quindi indipendente, in grado di alimentarsi autonomamente tramite i propri pannelli solari e di caricare le proprie batterie. Ma sarà anche in grado di interagire e scambiare energia con gli altri moduli del satellite tramite il Power Distribution Bus (PDB). Questo permetterà, ad esempio, di caricare le batterie di un pannello in ombra sfruttando i pannelli solari di un modulo illuminato. Oppure potrà permettere di dissipare l'energia in eccesso generata da un lato illuminato su un carico di shunt su di un lato in ombra (quindi più freddo).

Oltre alla gestione dell'energia, la power management tile si occupa anche della determinazione e del controllo di assetto. Contiene infatti un sensore di campo magnetico in grado di misurare il campo terrestre e un sensore di sole in grado di determinare l'orientamento del modulo rispetto alla stella. La correlazione di questi dati con una conoscenza più approssimativa dell'orbita del satellite, consente di determinare con precisione il punto e l'assetto del satellite. Tramite la ruota d'inerzia e il solenoide, sarà poi possibile effettuare delle correzioni o delle variazioni intenzionali dell'assetto del satellite.

Il solenoide consente infatti di generare un campo magnetico che, interagendo con quello terrestre, determinerà una rotazione del satellite. La rotazione potrà essere piuttosto lenta e richiederà una discreta quantità di energia, ma sarà permanente nel tempo. Questo sistema verrà quindi impiegato principalmente per le correzioni di assetto a lungo termine e per il *detumbling* iniziale dopo la separazione dal vettore.

La ruota di inerzia permette invece, con un'accelerazione del motore, la generazione di una coppia che ruota in maniera relativamente veloce il satellite. La rotazione viene però mantenuta solo con una rotazione continua del motore: se il motore decelera infatti, il satellite torna nella posizione originale. Questo sistema è quindi utile soprattutto per orientare temporaneamente il satellite in una certa direzione per esigenze, ad esempio, del payload.

Il modulo di power management, essendo composto da molti sottosistemi, svolgerà anche una sostanziale funzione di housekeeping, con l'acquisizione e la segnalazione all'On-Board Computer (OBC) dei valori istantanei di molte grandezze come le correnti e le tensioni dei pannelli solari, le temperature dei componenti più critici, ecc. L'OBC comunicherà inoltre con il modulo per l'invio dei comandi di gestione dell'energia e di controllo d'assetto.

La Telecommunication Tile è invece costruita con una lastra di alluminio più spessa (5 mm) e rappresenta il punto preferenziale di ancoraggio del satellite al vettore. Presenta sulla faccia esterna le due antenne (a 437 MHz e 2.4 GHz) per la comunicazione verso terra e l'eventuale struttura di ancoraggio (vedi figura 1.3). L'ancoraggio è in realtà considerato in maniera separata dalla telecommunication tile in quanto fortemente dipendente dal vettore e dal tipo di lancio. La disposizione delle antenne sulla faccia esterna lascia inoltre uno spazio centrale che può essere utilizzato per il posizionamento di una fotocamera di osservazione terrestre, essendo il modulo di telecommunication quello generalmente puntato verso terra.

Sul lato interno trovano invece spazio i moduli a radiofrequenza nelle due bande e due OBC ridondati (vedi figura 1.4). La Telecommunication Tile è il cuore dell'intero sistema e interagisce con le Power Management Tile attraverso l'invio dei comandi di controllo e la ricezione dei dati di telemetria. Gestisce inoltre le comunicazioni verso terra attraverso la ricezione e l'attuazione dei telecomandi e la trasmissione in downlink dei dati di telemetria o dei dati un eventuale payload.

Per ridurre peso e costi del satellite, i moduli sono parte integrante della struttura meccanica. Nella configurazione minima, il satellite è formato da sei moduli che costituiscono le facce esterne di un cubo e che racchiudono un volume di circa 1 dm<sup>3</sup>, disponibile per il payload. I moduli sono connessi meccanicamente grazie a delle semplici barrette su cui vengono avvitati i lati dei moduli a formare gli spigoli del cubo. In figura 1.5 si può osservare un esempio di cubo minimo: si noti la presenza



Figura 1.3: Faccia esterna della Telecommunication Tile [5].



Figura 1.4: Faccia interna della Telecommunication Tile [5].

sulla faccia inferiore della telecommunication tile e l'utilizzo delle barrette forate per il fissaggio dei moduli. Lo spazio vuoto all'interno del cubo è interamente disponibile per il payload.

Oltre al cubo minimo, con la realizzazione di un opportuno telaio è possibile disporre i moduli in strutture più complesse, che meglio si adattino alle dimensioni e alla forma del payload. In figura 1.6 si può osservare un cubo con due moduli per lato (si noti la presenza di due Telecommunication Tile per offrire maggiore ridondanza o maggior guadagno) e in figura 1.7 si può osservare l'ipotesi di una struttura a prisma esagonale utilizzabile, ad esempio, con un payload costituito da un telescopio ottico.



Figura 1.5: Vista interna del cubo minimo [5].



Figura 1.6: Struttura cubica con due moduli per lato [5].



Figura 1.7: Struttura a prisma esagonale per payload tipo telescopio ottico [5].

# Capitolo 2 Requisiti di sistema e specifiche

L'architettura per satelliti AraMiS è formata, come già visto, da due tipi di mattonelle modulari: la power management tile e la telecommunication tile.

Al loro interno sono contenuti moduli diversi, che hanno il compito di garantire l'operatività del satellite e del payload trasportato per il corretto completamento della missione. Le funzioni di cui si fa carico l'architettura AraMiS sono piuttosto diversificate e possono essere riassunte tramite il diagramma UML delle classi di figura 2.1.

Il diagramma non racchiude al suo interno le sole funzioni svolte dal satellite, ma copre un campo di attività più ampio svolte all'interno del progetto AraMiS. Sono ad esempio indicati gli elementi a livello sistema, come come le procedure per l'assemblaggio, l'integrazione e il testing (1A-B System Assembly, Integration and Testing) o i dispositivi necessari a terra per portarle a termine (1A-K Ground Support Equipment).

Scendendo però più nel dettaglio, il diagramma definisce anche le attività svolte dall'architettura modulare. Troviamo quindi, all'interno della classe 1B Subsystem Elements, la definizione dei sottosistemi che fanno parte dell'architettura con le relazioni gerarchiche che li collegano.

Alcuni di questi elementi sono puramente *hardware*, come 1B6 Mechanical Subsystem, che definisce le caratteristiche e le specifiche della struttura costruttiva del satellite. Altri rappresentano invece un'insieme di funzioni diverse che verranno raggruppate fisicamente in un'unica entità, come nel caso di 1B8 Power Management Tile e 1B9 Telecommunication Tile.

Come si osserva dal diagramma, la power management tile contiene al suo interno 1B1 Power Management Subsystem e 1B2 Attitude and Orbit Subsystem, oltre a 1B6 Mechanical Subsystem per ovvie ragioni costruttive.

Il sistema di power management è formato dai pannelli solari esterni alla mattonella e dai circuiti interni di controllo e conversione dell'energia, che si occupano



2 – Requisiti di sistema e specifiche

Figura 2.1: Diagramma delle classi del progetto AraMiS.

della carica delle batterie e della distribuzione, alle altre mattonelle dell'architettura AraMiS e al payload, della potenza elettrica disponibile.

Il sistema di attitude and orbit control è formato invece da una serie di sensori, che permettono di determinare a bordo la posizione e l'assetto del satellite, e da una coppia di attuatori, che permettono entro certi limiti di effettuare correzioni dell'assetto stesso.

Entrambi i sistemi, presenti su ogni mattonella di power management, sono in grado di svolgere autonomamente le funzioni di base per cui sono stati costruiti. Con l'integrazione di più mattonelle all'interno di uno stesso satellite però, è necessario un coordinamento tra l'insieme dei sistemi di attitude control e di power management per sfruttare al meglio le risorse disponibili in ambiente spaziale.

Sarà quindi necessaria la presenza di un controllore centrale, l'On-Board Computer (OBC), che regoli i diversi sistemi. Questo processore centrale, nell'architettura AraMiS, è localizzato nella telecommunication tile (1B9 Telecommunication



Figura 2.2: Diagramma delle classi di 1B4 On-Board Data handling Subsystem

*Tile*), all'interno di 1B4 On-Board Data Handling Subsystem, di cui si può osservare il contenuto in figura 2.2.

Nel diagramma troviamo anche altri elementi, tra cui 1B43 Housekeeping Management, 1B44 Telecommand Management e 1B41 On-Board Data Bus.

Il sistema di *housekeeping* si occupa del controllo di tutti i parametri interni del satellite e del controllo dello stato di funzionamento di ogni singola componente. Questo comprende il monitoraggio delle varie temperature interne, delle correnti dei pannelli solari, delle tensioni delle batterie e di ogni altra grandezza che possa determinare lo stato di *salute* del sistema. Queste informazioni vengono misurate da vari sensori posizionati nei punti più critici del sistema, raccolte periodicamente e inviate a terra per il monitoraggio remoto dello stato del satellite.

Il telecommand management si occupa invece di *ricevere* istruzioni da terra che controllano il comportamento del satellite. Il controllo può riguardare ad esempio l'attivazione dei sistemi di controllo d'assetto o l'esecuzione di procedure che, per la loro criticità, non possono essere attivate autonomamente dai controllori a bordo. Procedure, anche queste, che vanno comunque ad intervenire su sistemi diversi all'interno del satellite e comportano uno scambio di informazione tra moduli diversi.

L'on-board data bus è, infine, l'entità che consente tutte le interazioni fin qui elencate. Considerando però che le funzioni delle classi 1B43 e 1B44 verranno

svolte internamente all'OBC, l'on-board data bus dovrà, in definitiva, supportare le seguenti comunicazioni:

- invio di comandi dall'OBC alle power management tile e ricezione delle risposte;
- invio dalle power management tile all'housekeeping management dei dati di housekeeping.

In termini di requisiti per il bus di comunicazione, l'invio dei comandi dall'OBC alle power management tile non presenta grosse difficoltà. Bisogna però distinguere tra i vari comandi che possono essere inviati.

L'invio di un messaggio ad esecuzione immediata non comporta infatti particolari problemi per la logica di gestione del canale: l'OBC effettua l'invio e il destinatario utilizza contestualmente una segnalazione di acknowledge o di not-acknowledge per comunicare la corretta esecuzione del comando o una condizione di errore.

Nel sistema di attitude and orbit control sono però presenti comandi di controllo di assetto che impiegano un tempo non trascurabile per essere completati, nell'ordine delle decine di minuti. Siccome non è realistico che il sistema rimanga bloccato in attesa del completamento dell'operazione, nel caso in cui l'OBC voglia conoscere l'esito del comando rimangono percorribili diverse strade:

- l'utilizzo di un protocollo multi-master, che comporta l'impiego di un sistema di arbitrazione e di un più rigoroso controllo dell'accesso al canale per evitare la presenza di *babbling idiot* [45];
- l'utilizzo di un canale di interrupt, che segnali al computer centrale il completamento di un'operazione avviata in precedenza;
- la richiesta periodica dello stato dell'operazione da parte del computer centrale all'attitude and orbit control.

L'invio verso l'OBC dei dati di housekeeping può invece imporre sul canale un requisito di minimo bitrate, essendo la quantità di dati inviati potenzialmente considerevole. Da una prima stima è stata però individuata la necessità del monitoraggio di circa 45 parametri per ogni mattonella: supponendo, nel caso peggiore, l'utilizzo di misure a 16 bit per ogni parametro e l'invio di tutti i parametri ogni secondo, il bitrate generato da 6 mattonelle è di poco superiore a 4 kbit/s, tranquillamente gestibile con un qualunque protocollo.

Gli ulteriori requisiti imposti dall'architettura AraMiS sono la flessibilità, la modularità e la semplicità dell'intero sistema. Questo pone vincoli sulla complessità delle topologie di interconnessione utilizzabili e sul mezzo di comunicazione utilizzato. Per garantire poi una maggiore flessibilità consentendo il collegamento in serie dei bus di potenza, potrebbe essere desiderabile un qualche livello di isolamento galvanico tra i vari nodi della comunicazione.

Per quanto riguarda specifiche di sistema più generali, nell'architettura AraMiS è previsto l'utilizzo quasi esclusivo di processori MSP430 della Texas Instruments. Questi processori sono stati scelti principalmente per la presenza in letteratura di dati di affidabilità che ne certificano il buon funzionamento fino a TID (Total Ionizing Dose) di 30 krad(Si) [47]. L'architettura MSP presenta inoltre interessanti caratteristiche volte alla riduzione dei riduzione dei consumi e alla flessibilità, con la disponibilità di un vasto insieme di periferiche integrate nei vari modelli di processore. I test si riferiscono alla prima serie dei processori (MSP430x1xx), ma nell'architettura AraMiS si prevede di utilizzare principalmente processori della seconda serie (MSP430x2xx), in quanto più veloci e contenenti periferiche più avanzate. Nel caso in cui ulteriori test rilevassero una tolleranza inferiore alle radiazioni, sarà comunque possibile sostituire i processori con modelli della serie precedente generalmente compatibili pin-to-pin.

Le caratteristiche ambientali in cui i circuiti si troveranno a doperare sono invece quelle tipiche dell'ambiente spaziale, con assenza di atmosfera (e quindi di trasferimento di calore per convezione) e elevate dosi radiazioni e particelle ad alta energia. Da alcune prime stime, la temperatura interna del satellite non dovrebbe discostarsi di molto dal range  $0 \div 70$  °C mentre una valutazione della total dose annuale è osservabile nel grafico di figura 2.3.

Le curve sono ricavate mediante i modelli del programma di simulazione SPEN-VIS considerando un'orbita polare di inclinazione 97° e in funzione di diversi valori di quota e di spessore della struttura meccanica. Come si può osservare, la total dose varia di molto a seconda dello spessore della struttura esterna e con i moduli dell'architettura AraMiS (considerato non solo l'alluminio, ma anche i circuiti stampati e i pannelli solari) la curva effettiva dovrebbe posizionarsi tra le due indicate. Per una quota di 800 km, la TID annuale dovrebbe quindi essere compresa tra 1.2 e 2.0 krad(Si).



Figura 2.3: Livello di Total Ionizing Dose annuale in funzione della quota per un'orbita di inclinazione 97° e per due diversi spessori della struttura esterna del satellite. I modelli utilizzati tengono conto delle radiazioni provocate da elettroni, protoni e Bremsstrahlung.

## Capitolo 3

## Standard esistenti

#### 3.1 SpaceWire

SpaceWire è un protocollo sviluppato da ESA in collaborazione con le principali agenzie spaziali mondiali (NASA, JAXA e RKA) ed è attualmente utilizzato in diverse missioni spaziali.

L'obiettivo del protocollo è la creazione di uno standard di interconnessione ad alta affidabilità che consenta di semplificare l'integrazione tra i diversi sottosistemi di un veicolo spaziale, riducendo i costi e i tempi di sviluppo. La compatibilità nella comunicazione tra i vari sottosistemi garantisce inoltre la modularità del sistema, consentendo di riutilizzare in missioni diverse gli elementi comuni, come il sistema di trasmissione della telemetria, le unità di elaborazione dei dati o le memorie di massa.

Le caratteristiche principali del protocollo SpaceWire sono:

- l'elevata velocità della comunicazione (da 2 a 400 Mbit/s), che avviene in modalità bidirezionale full-duplex (ovvero la massima capacità è disponibile contemporaneamente in entrambe le direzioni);
- la possibilità di realizzare collegamenti semplici punto-punto o reti con topologie più complesse (tramite nodi di routing interconnessi da collegamenti punto-punto);
- la relativa semplicità del protocollo, con un insieme ridotto di specifiche e l'utilizzo della tecnica di routing *wormhole* che riduce i requisiti di memoria, un componente particolarmente critico in applicazioni tolleranti alle radiazioni;
- l'utilizzo della tecnologia LVDS (Low-Voltage Differential Signaling), che garantisce una buona immunità al rumore e riduce il consumo di potenza;

3 – Standard esistenti



Figura 3.1: Esempio di rete di comunicazione SpaceWire [11].

• la disponibilità di componenti di interfaccia sviluppati su processi Application-Specific Integrated Circuit (ASIC) tolleranti alle radiazioni;

In figura 3.1 è possibile osservare un esempio di una tipica rete di comunicazione SpaceWire a bordo di un veicolo spaziale.

Nella rete sono presenti diversi tipi di sottosistemi. Sul lato sinistro sono presenti una serie di strumenti che effettuano le misure e le acquisizioni dati obiettivo della missione. Questi dati vengono trasferiti all'unità centrale per un'eventuale elaborazione e compressione a bordo e raggiungono, dopo una formattazione opportuna, la sezione di trasmissione in down-link.

Gli strumenti sorgente dei dati hanno però caratteristiche diverse. Il primo strumento in alto a sinistra genera una grande quantità di dati, che vengono quindi trasferiti direttamente alla memoria di massa tramite un canale punto-punto dedicato. Questo consente la memorizzazione dei dati evitando il congestionamento della rete. La memoria di massa sarà poi accessibile anche al resto della rete, sia in lettura che in scrittura, tramite il collegamento al router SpaceWire.

Il secondo strumento ha invece un'interfaccia proprietaria che viene collegata alla rete SpaceWire tramite l'I/O Module. Questo modulo ha il compito di ricevere i dati dello strumento (ad esempio in maniera parallela) e di effettuarne la suddivisione in pacchetti adatti ad essere trasmessi sulla rete SpaceWire.

Il terzo strumento (Complex Instrument) è invece diviso internamente in più

sottosistemi che devono essere controllati separatamente. Possono venire quindi interconnessi tramite un bus a bassa velocità (ad esempio CAN) e la RTI (Remote Terminal Interface) locale si occuperà del controllo dei sottosistemi e della raccolta dei dati, fornendo al contempo l'interfaccia verso il bus SpaceWire. Nel caso di interfaccia tra bus CAN e bus SpaceWire, è stato anche sviluppato un apposito Remote Terminal Computer (RTC) con processo tollerante alle radiazioni che integra, oltre alle funzioni di interfaccia, un'unità programmabile e diverse periferiche general purpose [12].

La definizione dello standard SpaceWire è parzialmente basata sullo standard di comunicazione IEEE 1355, con cui condivide molte caratteristiche soprattutto ai livelli inferiori. Il documento delle specifiche di riferimento [9] suddivide lo standard in 6 livelli che differiscono leggermente dalla suddivisione OSI (Open Systems Interconnection model): *physical, signal, character, exchange, packet e network.* Nei paragrafi successivi, ne viene proposta una breve panoramica.

#### Livello Fisico

All'interno del livello fisico OSI, possono essere raggruppati il livello *physical* SpaceWire, con la definizione delle caratteristiche di cavi, connettori e piste PCB, e il livello *signal*, con le specifiche elettriche e di codifica del segnale.

Elettricamente, ogni segnale SpaceWire utilizza la tecnologia LVDS differenziale, che consente di ottenere bitrate elevati utilizzando uno swing di tensione limitato per ridurre il consumo di potenza. Come è possibile osservare in figura 3.2, la tecnologia LVDS utilizza per la segnalazione un loop di corrente.

Il driver, opportunamente comandato dal segnale logico da trasmettere, si occupa di deviare una corrente costante di 3,5 mA lungo la coppia di conduttori che trasportano il segnale [29]. A seconda del livello logico da trasmettere, la corrente sarà iniettata in uno dei due conduttori e chiusa verso la tensione di riferimento attraverso l'altro. Nel caso in cui venga chiusa la coppia di transistor "+" e aperta la coppia "-", la corrente scorrerà nella direzione indicata dalle frecce. Nel caso in cui sia la coppia "-" a essere attivata e la coppia "+" venga inibita, la corrente scorrerà nella direzione inversa.

In entrambi i casi, essendo l'impedenza di ingresso del ricevitore molto alta, la corrente scorrerà principalmente nella resistenza di terminazione della linea (di valore opportuno a seconda del mezzo di trasmissione utilizzato). Nel caso rappresentato in figura, con una resistenza di terminazione di  $100 \Omega$ , la corrente genererà sull'ingresso del ricevitore una tensione differenziale di  $\pm 350 \,\mathrm{mV}$ . Questa tensione verrà tradotta nuovamente in uno stato logico dal ricevitore secondo i livelli e le soglie di tensione riportate in figura 3.3.



Figura 3.3: Specifiche dei livelli di tensione all'ingresso del ricevitore LVDS e della soglia di comparazione [9].

[Vin+ - Vin-]

L'utilizzo della tecnologia LVDS nel protocollo SpaceWire consente di ottenere diversi vantaggi. Innanzitutto migliora la compatibilità elettromagnetica complessiva del sistema, sia per i livelli di interferenza tollerati che per il livello di interferenza generato. Il segnale differenziale, tramite l'utilizzo di conduttori opportunamente accoppiati (un doppino intrecciato o una coppia di piste PCB a impedenza controllata), è infatti immune a disturbi elettromagnetici che generino sui conduttori un'interferenza di modo comune, entro gli ovvi limiti del ricevitore. Inoltre il livello di interferenza generato è estremamente ridotto, sia per quanto riguarda il rumore di commutazione sulle alimentazioni (essendo costante la corrente assorbita sia nello stato "1" che nello stato "0") che per quanto riguarda le emissioni elettromagnetiche (tendendo i campi generati da correnti uguali e di segno opposto a compensarsi).

Altri vantaggi dell'utilizzo della tecnologia LVDS sono la tolleranza a moderate differenze di tensione tra i riferimenti di trasmettitore e ricevitore, la semplicità di



Figura 3.4: Esempio di codifica Data-Strobe [9].

terminazione della linea e l'indipendenza dalle tensioni di alimentazione dei due lati del collegamento.

Ogni canale unidirezionale SpaceWire utilizza la codifica Data-Strobe (DS). In questo sistema di codifica, di cui è possibile osservare un esempio in figura 3.4, i dati vengono trasmessi mediante l'utilizzo della coppia di segnali *Data* e *Strobe*: il segnale Data è ottenuto semplicemente tramite la codifica NRZ (Non-Return-to-Zero) dei bit da trasmettere e il segnale Strobe effettua una transizione ogni volta che il segnale Dati non varia rispetto al tempo di bit precedente.

Tramite questa codifica, al ricevitore è possibile ricavare il clock di trasmissione dei dati semplicemente tramite un'operazione di XOR dei segnali Data e Strobe. Il segnale Data verrà quindi campionato su entrambi i fronti del clock ottenuto con una topologia circuitale che consenta, tenuto conto dei ritardi introdotti dai vari elementi, di rispettare i tempi di *set-up* e di *hold* della logica utilizzata.

Questa tecnica richiede ovviamente un segnale aggiuntivo rispetto a tecniche di embedding del clock diretto sul segnale dati, ma presenta il vantaggio di non richiedere l'utilizzo di un PLL al ricevitore ed è quindi implementabile su qualunque tecnologica ASIC o FPGA (Field-Programmable Gate Array). La codifica DS offre inoltre, rispetto alla trasmissione diretta di dati e clock, una migliore tolleranza ad un eventuale *skew* tra i segnali Data e Strobe.

Un canale bidirezionale SpaceWire è quindi composto da 2 segnali (Data e Strobe) per ogni direzione di comunicazione entrambi in tecnologia LVDS, per un totale di 8 conduttori raggruppati in 4 coppie. Un collegamento SpaceWire utilizza generalmente 4 *twisted-pair* schermati singolarmente raggruppati in un cavo ulteriormente schermato. Per la connessione degli 8 conduttori di segnale e del contatto di schermatura, lo standard stabilisce l'utilizzo di un connettore di tipo D-subminiature a 9 poli (D-SUB DE-9) con la disposizione dei segnali mostrata in figura 3.5.

La scelta è ricaduta originariamente su questo tipo di connettore per la sua compattezza e per la disponibilità di componenti qualificati per spazio. In realtà la disposizione alternata dei contatti del connettore DE-9 implica uno sbilanciamento nelle caratteristiche di accoppiamento elettromagnetico tra i pin. Questo causa



Figura 3.5: Disposizione dei segnali SpaceWire in un connettore D-SUB DE-9 [9].

un peggioramento delle caratteristiche generali di compatibilità elettromagnetica del collegamento, ma soprattutto introduce una componente di *near-end crosstalk* che può ridurre le prestazioni del bus, soprattutto ad alti bitrate. È stato quindi proposto l'utilizzo di cavi e connettori Twinaxial che presentano però, a fronte di migliori prestazioni elettriche e meccaniche, un ingombro ed un peso maggiori [3].

#### Livello Data Link

All'interno del livello Data Link del modello OSI possono essere raggruppati i tre livelli SpaceWire *character*, *exchange* e *packet*.

Lo standard SpaceWire definisce due tipi di *caratteri* (che rappresentano gli elementi base della comunicazione): i caratteri *Data* e i caratteri *Control*.

I caratteri Data sono utilizzati per il trasporto di 8 bit (provenienti dai livelli superiori) e sono formati, nell'ordine, da un bit di parità dispari, un Data-Control flag (di valore "0", utilizzato per distinguere i caratteri Data dai caratteri Control) e gli 8 bit di dati.

I caratteri Control vengono utilizzati per la gestione del collegamento e sono formati da un bit di parità dispari, un Data-Control flag (di valore "1") e due bit che identificano il tipo di carattere di controllo. Vengono definiti i caratteri di controllo FCT (Flow Control Token), EOP (Normal End of Packet), EEP (Error End of Packet) e ESC (Escape). Tramite l'utilizzo del carattere ESC, è possibile formare i due codici di controllo NULL e Time-Code. Il primo è formato da un carattere ESC seguito da un FCT e viene trasmesso sul canale qualora non vi siano altre trasmissioni in corso per mantenere il collegamento attivo e rendere possibile il rilevamento di un'eventuale disconnessione. Il codice Time-Code è invece formato da un ESC seguito da un carattere Data e viene utilizzato per la distribuzione di un riferimento temporale sulla rete.

I bit di parità non coprono i bit del carattere in cui sono contenuti, ma coprono gli 8 bit del carattere Data o i 2 bit del carattere Control precedenti, il bit di parità stesso e il Data-Control flag successivo. Essendo la parità dispari, il bit di parità dovrà assumere un valore tale da rendere *dispari* il numero di "1" nell'intervallo coperto.


Figura 3.7: Intervallo di copertura del bit di parità [9].

Uno schema riassuntivo dei vari tipi di caratteri è riportato in figura 3.6, mentre il dettaglio dell'intervallo di copertura di un bit di parità è riportato in figura 3.7.

Successivamente al livello *character*, lo standard SpaceWire introduce il livello *ex-change*, dove non viene più considerata la mono-direzionalità dei collegamenti fisici e il canale viene trattato come un collegamento bidirezionale punto-punto full-duplex.

Il livello definisce i vari tipi di interazione tra le due estremità del collegamento e implementa i seguenti servizi.

• Inizializzazione. In seguito ad un reset della connessione (che può avvenire per un reset logico dei componenti di comunicazione o per una disconnessione/ri-connessione fisica del canale), la trasmissione sul canale viene inibita per un certo periodo di tempo (*link error recovery*). Successivamente viene avviata la sequenza di inizializzazione con l'obiettivo di stabilire che entrambi i lati del collegamento siano in grado di trasmettere e ricevere correttamente i dati. Ogni lato del collegamento inizia quindi a inviare una serie di codici di controllo NULL e attende la ricezione di un codice NULL. Invia quindi una serie di caratteri FCT e attende la ricezione di un carattere FCT. Stabilendo che un'interfaccia di comunicazione non possa inviare caratteri FCT prima di aver ricevuto un codice NULL, la ricezione di uno o più caratteri NULL seguita dalla ricezione di un carattere FCT segnala a entrambi i lati del collegamento che la comunicazione è stata correttamente stabilita in entrambe le direzioni.

- Flow control. Il trasmettitore di un'estremità del collegamento SpaceWire può trasmettere *N-Char* (caratteri normali, ovvero caratteri Data, EOP o EEP) solo se il sistema ad alto livello collegato all'altra estremità (host) ha uno spazio sufficiente nel buffer di ricezione per contenerli. L'host segnala quindi al trasmettitore la disponibilità di spazio per 8 N-Char tramite l'invio di un carattere FCT. Nel caso di disponibilità di più spazio, l'invio di caratteri FCT viene ripetuto.
- *Rilevamento di disconnessione*. Viene assunta la disconnessione di una delle due estremità del collegamento quando non viene ricevuto alcun bit per almeno 850 ns. Successivamente alla disconnessione, il sistema procede al *link error recovery*.
- *Rilevamento di errore di parità*. Qualora venga rilevato un errore di parità in un carattere, il sistema procede al *link error recovery*.
- Escape error e credit error. Qualora venga ricevuto un carattere di escape che non sia seguito da un carattere NULL, FCT o Time-Code, o qualora si verifichi un errore su due bit all'interno dello stesso carattere (non rilevabile dal controllo di parità) che generi una sequenza non prevista, il sistema procede al *link error recovery*.
- Link error recovery. In seguito ad un errore o ad un reset della connessione (per un reset logico dei componenti di comunicazione o per una disconnessione/ri-connessione fisica del canale), le due estremità del collegamento effettuano una ri-sincronizzazione tramite un protocollo a scambio di silenzio (vedi figura 3.8). Successivamente all'errore o al reset della connessione, l'estremità interessata inibisce qualunque trasmissione e qualunque ricezione. Questo verrà interpretato dall'altra estremità del collegamento come una condizione di disconnessione, che darà a sua volta il via ad un link error recovery. Dopo un'attesa di  $6,4 \,\mu$ s, il sistema abilita la ricezione e, dopo ulteriori  $12,8 \,\mu$ s, abilita anche la trasmissione. Questi intervalli sono necessari perché vi sia la certezza che entrambe le estremità abbiano rilevato la disconnessione e siano pronte a ricevere. Successivamente, entrambe le estremità provvedono all'handshaking di inizializzazione con codici NULL e FCT.

Stabilite le modalità di sincronizzazione e error recovery sul collegamento punto-punto, il protocollo SpaceWire passa al livello successivo (*packet*) in cui ad ogni





Figura 3.8: Schema di handshaking e *error recovery* fornito dal livello *exchange* SpaceWire [9].

*nodo* viene assegnato un identificatore univoco e i dati dei livelli superiori vengono suddivisi in pacchetti per il routing.

Ogni pacchetto SpaceWire è suddiviso, come in figura 3.9, in tre campi:

- Destination address, una lista di zero o più caratteri Data contenenti l'identificatore del nodo di destinazione o il percorso del pacchetto per raggiungere il nodo di destinazione; non sono presenti identificatori nel caso di collegamento punto-punto;
- *Cargo*, una serie di zero o più caratteri Data contenenti i dati da trasportare verso il *destination address*; in una serie di N-Char relativa ad un pacchetto non è consentito l'inserimento di N-Char relativi ad un altro pacchetto;
- *End of packet marker*, un carattere EOP o EEP che delimita la fine del pacchetto; nel caso di carattere EOP, il pacchetto è terminato normalmente, mentre nel caso di EEP il pacchetto è stato terminato a causa di un errore e fino a quel punto i dati possono essere validi.

Poiché non viene definito un indicatore di inizio pacchetto, il primo carattere Data immediatamente successivo ad un indicatore di fine pacchetto è da considerarsi l'inizio del pacchetto successivo.



Figura 3.9: Formato del pacchetto SpaceWire [9].

### Livello Rete

Il livello rete SpaceWire coincide effettivamente con l'omonimo livello del modello OSI. Si occupa cioè della definizione degli elementi che compongono la rete SpaceWire, di come pacchetti dati di lunghezza variabile la attraversano e di come vengono gestiti gli errori a livello rete.

Una rete SpaceWire è formata, come già visto in precedenza, da un certo numero di *nodi* interconnessi da *routing switch*. I nodi SpaceWire sono la sorgente e la destinazione dei pacchetti e forniscono l'interfaccia ai sistemi di livello superiore che utilizzano la rete. I nodi SpaceWire possono essere collegati direttamente tramite collegamenti punto-punto, o attraverso routing switch, a cui sono collegati tramite collegamenti punto-punto.

I router SpaceWire sono formati da diverse interfacce collegate tra loro da una matrice di commutazione e utilizzano la tecnica di routing *wormhole*. Appena un pacchetto raggiunge una delle intefacce, ne viene immediatamente esaminato l'identificativo del destinatario. Tramite la tabella di routing interna viene quindi determinata l'interfaccia di uscita del pacchetto e, se l'interfaccia è libera, il pacchetto viene inviato immediatamente verso quella porta. L'interfaccia rimarrà occupata fino al passaggio del carattere che delimita la fine del pacchetto. Se sull'interfaccia è invece in corso un'altra comunicazione, il pacchetto verrà fermato fino a quando l'interfaccia non sia nuovamente libera. Il router è infatti in grado di fermare un pacchetto semplicemente cessando l'invio dei caratteri di FCT verso la sorgente del pacchetto.

La tecnica di routing wormhole consente di ridurre notevolmente la quantità di memoria richiesta per il routing, rispetto ad esempio all'approccio store-and-forward dove un intero pacchetto deve essere memorizzato all'interno del router prima di poter essere ritrasmesso.

Nel caso di topologie di rete complesse, sono disponibili diversi approcci per la creazione dei percorsi di routing.

La prima soluzione, il *path addressing*, consiste nell'indicare direttamente nel *Destination address* del pacchetto una serie di identificatori rappresentante il percorso lungo cui il pacchetto dovrà essere inoltrato. Quando il pacchetto raggiunge





Figura 3.10: Esempio di routing tramite path addressing e regional local addressing [9].

il primo router, viene esaminato il primo identificatore che indicherà la porta del router verso cui inoltrare il pacchetto. Il primo identificatore viene quindi cancellato (*header deletion*) e il pacchetto viene ritrasmesso dal router verso la porta indicata. Nel passo di routing successivo verrà quindi utilizzato il secondo identificatore, ora diventato primo (vedi figura 3.10a). Il path addressing è un metodo di routing relativamente semplice che consente di ridurre la complessità dei nodi di routing demandando la scelta dei percorsi alla sorgente del pacchetto. Nel caso però in cui il numero di router da attraversare sia elevato, l'overhead introdotto dal *Destination address* potrebbe diventare eccessivo.

La seconda soluzione, chiamata *logical addressing*, utilizza invece una serie di tabelle di routing statiche in ogni router. Ad ogni nodo di destinazione sulla rete viene assegnato un identificatore univoco e la sorgente indirizzerà il pacchetto inserendo nel *Destination address* solamente l'identificatore del nodo di destinazione. Ogni router conterrà poi una tabella di routing che farà corrispondere ad ogni identificatore di destinazione la porta verso cui il pacchetto deve essere inoltrato. La tabella di routing è determinata dalla topologia di rete utilizzata e viene impostata durante l'inizializzazione del sistema. Il logical addressing consente di semplificare la struttura dei pacchetti e la loro creazione da parte della sorgente, ma tende ad aumentare la complessità interna dei router in quanto la tabella di routing tende a crescere rapidamente con le dimensioni della rete.

Questi approcci di routing possono anche essere combinati tra loro, effettuando un *regional local addressing*. È ad esempio possibile specificare un primo indirizzo che identifichi la sezione della rete contenente il nodo di destinazione e un secondo indirizzo contenente l'identificativo locale del nodo di destinazione all'interno della sezione (vedi figura 3.10b). Questo consente di ridurre la dimensione delle tabelle dei router intermedi (essendo la rete divisa in un numero limitato di sezioni) aumentando leggermente l'overhead con l'aggiunta degli indirizzi locali.

Per ridurre la dimensione delle tabelle di routing, è poi possibile assegnare ad

ogni porta di uscita un intervallo contiguo di identificatori di destinazione (*interval labelling*), aumentando però la complessità della logica del router. Analogamente, è possibile utilizzare collegamenti diversi per raggiungere la stessa destinazione assegnando lo stesso identificatore di destinazione a più porte di uscita. Sarà poi compito del router selezionare il percorso di uscita tra quelli disponibili nel caso in cui alcuni siano già occupati da altre comunicazioni. Questo permette di gestire in maniera ottimale i requisiti di banda e di ridondanza di un dato collegamento.

Il livello rete definisce anche condizioni di errore aggiuntive che si integrano a quelle già introdotte dal livello exchange. Una condizione di errore rilevata dal livello exchange (che effettuerà la disconnessione/ri-connessione del collegamento) viene infatti segnalata al livello rete, che provvede ad accodare ad un eventuale pacchetto in corso di ricezione un carattere EEP e a eliminare dai buffer la parte rimanente di un eventuale pacchetto in corso di trasmissione. Un pacchetto ricevuto solo parzialmente viene comunque passato al sistema al livello superiore a cui verrà notificata anche separatamente la condizione di errore.

Ulteriori condizioni di errore sono la ricezione di un carattere EEP, che viene trasferito normalmente ai livelli superiori ma che attiva anche una separata segnalazione di errore, o la ricezione da parte di un routing switch di un pacchetto con una destinazione sconosciuta al router stesso, che verrà quindi scartato.

## 3.2 CAN

Il protocollo CAN (Controller Area Network) viene sviluppato verso la metà degli anni '80 nei laboratori della compagnia Robert Bosch GmbH per essere utilizzato principalmente in campo *automotive*. Con l'aumento delle componenti elettroniche all'interno degli autoveicoli, l'interconnessione diretta della centralina del motore (ECU, Engine Control Unit) ai vari sensori e sistemi di controllo iniziò a richiedere un numero eccessivo di collegamenti, con un conseguente aumento della complessità e del peso degli impianti.

Si rese allora necessaria la creazione di un sistema di comunicazione più flessibile, che semplificasse l'utilizzo dell'elettronica all'interno degli autoveicoli e offrisse al contempo ottime garanzie di affidabilità.

Allo sviluppo del protocollo presero parte anche Intel, come principale produttore dei componenti di interfaccia, e Mercedes-Benz, direttamente interessata all'implementazione del protocollo in campo automobilistico e primo utilizzatore del bus CAN in autoveicoli del segmento passeggeri.

Introdotto nel 1986, il protocollo CAN definiva originariamente il solo livello Data Link del modello OSI, senza alcuna specifica per l'implementazione del livello fisico. Erano quindi possibili diverse opzioni sia per la scelta del mezzo fisico di trasmissione che per la scelta del tipo e dei parametri di codifica dei livelli logici.

Le caratteristiche del livello fisico verranno definite successivamente con la pubblicazione, nel 1993, dello standard ISO 11898, che unifica a livello internazionale il protocollo CAN.

Lo standard è suddiviso in tre parti:

- ISO 11898-1 Data link layer and physical signalling, copre lo standard CAN originario definito da Bosch;
- ISO 11898-2 High-speed medium access unit, definisce le specifiche del livello fisico ad alta velocità (1 Mbit/s) e alcune caratteristiche del mezzo fisico di trasmissione (MDI, Medium Dependent Interface);
- ISO 11898-3 Low-speed, fault-tolerant, medium-dependent interface, definisce le specifiche del livello fisico a velocità ridotta (125 kbit/s) tollerante ai guasti e le caratteristiche del mezzo fisico di trasmissione.

Oltre alle parti 2 e 3 dello standard ISO 11898, sono stati standardizzati anche altri tipi di livello fisico per l'utilizzo del CAN in situazioni specifiche.

Lo standard ISO 11992 definisce ad esempio un livello fisico punto-punto fault-tolerant a bassa velocità per connessioni tra veicolo trainante e rimorchio, con un eventuale *daisy-chaining* nel caso di rimorchi multipli. Lo standard SAE J2411 definisce invece un livello fisico *single-wire* per applicazioni che richiedano caratteristiche limitate per bitrate, affidabilità e lunghezza del collegamento, come ad esempio l'elettronica ausiliaria negli abitacoli dei veicoli.

Nonostante il difficile cammino di standardizzazione, che ne ha ritardato la diffusione su larga scala, il CAN ha comunque guadagnato da subito un vasto consenso come protocollo ad alta affidabilità, anche in settori alternativi a quello automobilistico come l'automazione e il controllo industriale. Le principali caratteristiche che ne hanno garantito la diffusione sono le seguenti:

- il rispetto della priorità dei messaggi, tramite un meccanismo di arbitrazione non distruttiva che assegna automaticamente il canale alle comunicazioni a priorità maggiore, consentendo anche la garanzia dei tempi di latenza;
- l'utilizzo di un'architettura *multimaster*, che evita l'utilizzo di un nodo centrale di controllo e consente l'inizio della comunicazione appena il canale sia libero;
- il rilevamento e la segnalazione degli errori di comunicazione in maniera distribuita, che consente di garantire la corretta ricezione dei messaggi da parte di tutti gli elementi del sistema;
- la ritrasmissione automatica in caso di errore non appena il bus torni ad essere libero;
- la possibilità di distinzione tra errori temporanei e guasti permanenti e la disattivazione automatica dei nodi difettosi.

Nei paragrafi successivi viene effettuata un'analisi più dettagliata del livello Data Link del protocollo CAN e delle due alternative dello standard ISO 11898 per il livello fisico, con particolare riferimento all'architettura fault-tolerant.

### Livello Data Link

Seguendo il modello OSI, le specifiche del livello Data Link dello standard CAN [19, 13] sono ulteriormente suddivise nei due sottolivelli MAC (Media Access Control) e LLC (Logical Link Control).

Il sottolivello MAC rappresenta il cuore del protocollo e definisce il formato dei messaggi e le modalità di arbitrazione, di *acknowledge*, di rilevamento e di segnalazione degli errori. Il sottolivello LLC gestisce invece l'interfaccia con i livelli superiori e definisce la modalità di *overload*, utilizzata nel caso in cui sia necessario ritardare la ricezione di un frame per consentire l'elaborazione ai livelli superiori, la ritrasmissione automatica dei messaggi che abbiano perso l'arbitrazione o che non siano stati ricevuti correttamente e il filtraggio dei messaggi ricevuti (*message filtering*). Il filtering dei messaggi ricevuti nel CAN viene implementato nel livello più alto in quanto il protocollo non è basato su una comunicazione indirizzata, in cui la destinazione dei dati è selezionata da un identificatore univoco, ma sullo scambio tra i vari elementi connessi di *messaggi* (o *communication objects*). Questi messaggi vengono identificati in base al tipo di informazione trasportata (ad esempio misure di temperatura, misure di pressione o attivazione degli indicatori di frenata) e sono quindi accessibili a tutti gli elementi della rete, che dovranno selezionare localmente quali dati accettare. Resta ovviamente possibile un approccio più tradizionale, utilizzando identificatori univoci per un normale scambio di messaggi tra le unità connesse al bus.

Per il trasferimento dei dati sul canale, vengono definiti due tipi diversi di strutture (*frame*): il *data frame*, utilizzato da un trasmettitore per l'invio di un messaggio ai ricevitori, e il *remote frame*, utilizzato da un'unità per effettuare una richiesta di trasmissione di un certo messaggio.

Entrambi i tipi di frame contengono al loro interno l'identificatore del messaggio, che può avere due differenti lunghezze:

- 11 bit per il frame base, definito dalla prima revisione delle specifiche (CAN 2.0, part A);
- 29 bit per il frame esteso, definito dalla seconda revisione delle specifiche (CAN 2.0, part B);

Questi identificatori, oltre a definire il tipo di messaggio trasportato dal frame, sono parte integrante del meccanismo di arbitrazione del protocollo CAN.

Per meglio comprendere il meccanismo di arbitrazione, è opportuno definire i due stati logici *dominant* e *recessive*, che identificheranno lo stato del canale e di ognuna delle unità che debbano comunicare sul bus. Questi due stati verranno definiti nel dettaglio elettrico dal livello fisico, ma devono comunque rispettare la tavola degli stati di tabella 3.1, che mette in relazione lo stato del canale con gli stati interni delle singole unità: nel caso in cui l'unità 1 si trovi nello stato recessive, il canale assumerà lo stato dell'unità 2; nel caso in cui l'unità 1 si trovi nello stato dominant, il canale rimarrà nello stato dominant a prescindere dallo stato dell'unità 2. L'esempio è ovviamente estendibile a casi con un numero maggiore di unità sul canale.

Nella realizzazione fisica più semplice in cui il livello recessive corrisponda ad una tensione sul bus pari a  $V_{AL}$  e il livello dominant corrisponda ad una tensione di 0 V, il sistema è realizzabile con un collegamento wired-OR delle varie unità (vedi figura 3.11).

La possibilità per più unità di mantenere contemporaneamente lo stato dominant sul canale e l'esistenza di uno stato, appunto, dominante tra i due, permette al CAN di realizzare l'arbitrazione di canale non distruttiva tramite la tecnica

Unità 1	Unità 2	Canale
recessive	recessive	recessive
recessive	dominant	dominant
dominant	recessive	dominant
dominant	dominant	dominant

3-Standard esistenti

Tabella 3.1: Definizione degli stati dominant e recessive.



Figura 3.11: Connessione tramite bus wired-OR.

CSMA/BA (Carrier Sense Multiple Access/Bitwise Arbitration). Un'unità che voglia iniziare una trasmissione, verificherà la disponibilità del canale attendendo il completamento di eventuali comunicazioni in corso. Una volta che il canale sia considerato libero, tutte le unità in attesa possono iniziare la trasmissione dell'identificatore del messaggio, monitorando contemporaneamente lo stato del canale. Ogni unità che durante la trasmissione di un bit recessive osservi sul canale uno stato dominant, dovrà considerare persa l'arbitrazione, interrompendo la trasmissione del messaggio e iniziando la ricezione dei dati successivi. In questo modo, l'unità che sta trasmettendo il messaggio con identificatore numericamente più basso (ipotizzando i bit a livello "0" dominant) prevale sull'altra e ottiene il controllo del canale.

In figura 3.12 si può osservare un esempio di arbitrazione tra due frame CAN. Come in precedenza, si considera il livello logico "0" come stato dominant e il livello logico "1" come stato recessive.

In figura 3.13 si può invece osservare la struttura completa di un frame base CAN, suddivisa nelle seguenti sezioni:

- SOF (Start Of Frame), un singolo bit dominant che segnala l'inizio del frame;
- Base ID, la sequenza di 11 bit che, nella parte A dello standard CAN, identifica univocamente ogni messaggio;



Figura 3.12: Esempio semplificato di arbitrazione CAN. In questo caso l'ID è di soli 5 bit e il bus è un wired-AND in cui lo stato "0" è dominant e lo stato "1" recessive.

- RTR (Remote Transmission Request), un bit che differenzia un data frame da un remote frame; assume valore dominant per i data frame e valore recessive per i remote frame: a parità di Base ID, un data frame avrà quindi la precedenza rispetto ad un remote frame;
- rv1 e rv0, due bit di valore dominant definiti come riservati nella parte A dello standard;
- DLC (Data Length Code), 4 bit che indicano il numero di byte contenuti nel campo a lunghezza variabile Data Field;
- Data Field, contiene un massimo di 8 byte di dati trasportati ed è assente (e di lunghezza nulla) nel remote frame;
- CRC Sequence, contiene la sequenza di 15 bit con il CRC (Cyclic Redundancy Check) dei campi precedenti (nell'intervallo CRC Coverage) ed è utilizzato dai ricevitori per il controllo di integrità;
- CRC Delimiter, un singolo bit recessive che segue la CRC Sequence;
- ACK Slot, un bit trasmesso con valore recessive dal trasmettitore e sovrascritto con un valore dominant da ogni ricevitore che abbia ricevuto correttamente i dati precedenti;
- ACK Delimiter, un bit di valore recessive che, insieme al CRC Delimiter, affianca il bit dominant dell'ACK Slot per facilitarne il rilevamento;



Figura 3.14: Frame esteso data/remote (CAN 2.0, part B) [38].

• EOF (End Of Frame), delimita la fine del frame ed è formato da 7 bit recessive consecutivi.

Con la definizione della parte B dello standard CAN 2.0, il frame di figura 3.13 è stato esteso con un identificatore di lunghezza maggiore, mantenendo però la compatibilità con la parte A. Il formato del frame esteso, data o remote, è riportato in figura 3.14, dove si possono osservare alcuni nuovi campi:

- SRR (Substitute Remote Request), nella stessa posizione del bit RTR del frame base, nel frame esteso assume sempre valore recessive; essendo il bit RTR all'interno dell'intervallo di arbitrazione della parte A dello standard (l'*arbitration field* di figura 3.13), la trasmissione di un bit SRR recessive implica che, a parità di identificatore, i frame base hanno sempre la priorità sui frame estesi;
- IDE (Identifier Extension), nella stessa posizione del bit dominant rv1 del frame base, nel frame esteso viene trasmesso con valore recessive per segnalare la presenza di un'estensione dell'identificatore;
- Extended ID, 18 bit aggiuntivi per l'identificazione univoca del messaggio che partecipano, all'interno dell'arbitration field, alla procedura di arbitrazione.

I campi successivi del frame esteso seguono le stesse specifiche già definite per il frame base.

Tra due frame successivi (data o remote), lo standard richiede poi l'inserimento dell'*interframe spacing* tramite un campo *intermission* (vedi figura 3.15). Il campo intermission è formato semplicemente da 3 bit recessive e durante la sezione bus idle, di lunghezza arbitraria, il bus è considerato libero e una nuova trasmissione può iniziare in qualunque istante.

Nonostante la modesta quantità di dati trasportata (8 byte), la lunghezza complessiva di un frame CAN è considerevole: 102 bit per il frame base e 122 bit per il frame esteso. Essendo disponibile un solo punto di sincronizzazione all'interno del frame (il bit SOF), per il corretto campionamento di una sequenza di dati così lunga si rende necessario l'utilizzo, al lato ricevitore, di una tecnica di recupero del clock. È quindi necessario garantire nel flusso di bit un adeguato numero di transizioni e lo standard CAN richiede la codifica del frame tramite bit-stuffing, inserendo un bit complementare ogni 5 bit di uguale polarità. Il bit-stuffing viene effettuato su tutti i campi dati del frame, a partire dal bit SOF fino alla fine della CRC Sequence (vedi Bit-Stuffing Coverage nelle figure 3.13 e 3.14).

Oltre ai data frame e ai remote frame, il livello MAC del protocollo CAN definisce altri due tipi di frame di gestione del canale: l'*error frame* e l'*overload frame*.

L'error frame viene utilizzato per la segnalazione degli errori sul canale e viene emesso immediatamente in seguito al rilevamento, da parte di una delle unità, di una condizione di errore. Questo consente di ridurre i tempi di recupero della condizione di errore e, per garantire l'affidabilità della trasmissione, il rilevamento degli errori non si limita al solo controllo di CRC. Lo standard definisce infatti 5 tipi di errore rilevabili:

- *bit error*, quando un trasmettitore rilevi, durante l'invio di uno stato recessive, uno stato dominant sul canale; questa condizione non viene ovviamente considerata un errore durante la trasmissione dell'arbitration field e dell'ACK Slot, ma si applica alle altre sezioni del frame;
- *stuff error*, quando vengano rilevati 6 bit della stessa polarità in una parte del frame che dovrebbe essere sottoposta a bit-stuffing;
- *CRC error*, quando un ricevitore rilevi una differenza tra la CRC Sequence ricevuta e il codice CRC calcolato internamente;
- form error, quando venga rilevato un valore errato in un campo del frame a valore predefinito (i bit riservati e il CRC, l'ACK e l'EOF Delimiter);



Figura 3.15: Interframe spacing [19].



Figura 3.16: Error frame [19].

• *acknowledgement error*, quando un trasmettitore non rilevi un livello dominant nell'ACK Slot.

Un error frame è formato da due parti (vedi figura 3.16): un *error flag* di 6 bit dominant consecutivi e un *error delimiter* di 8 bit recessive consecutivi. La sequenza per la segnalazione di un errore è la seguente:

- un'unità rileva un errore e ne inizia la segnalazione sul canale con l'invio di un error flag;
- nel caso in cui vi siano unità che non hanno rilevato l'errore, verranno indotte in uno stuff error in seguito alla ricezione dei 6 bit dominant dell'error flag;
- tutte le unità segnaleranno quindi un errore trasmettendo a loro volta un error flag;
- dopo un massimo di due error flag consecutivi, tutte le unità completeranno la trasmissione dell'error flag con un error delimiter.

Un data frame o un remote frame che siano stati interrotti da un error frame, verranno automaticamente ritrasmessi una volta che il canale sia tornato libero e prenderanno nuovamente parte alla normale sequenza di arbitrazione.

L'overload frame (figura 3.17) ha la stessa struttura dell'error frame e la stessa sequenza di segnalazione, ma viene inviato dopo un data frame, un error frame, o un precedente overload frame nel caso in cui ci sia stata una violazione del campo intermission o una richiesta da parte del sottolivello LLC. I livelli utilizzatori del protocollo CAN possono infatti richiedere, in seguito alla ricezione di un data frame o di un remote frame, un ritardo nell'invio del messaggio successivo per terminare elaborazioni in corso. Un overload frame non può comunque essere ripetuto consecutivamente per più di 2 volte.

Le specifiche dello standard CAN si concludono infine con la definizione dei meccanismi di error confinement, che consentono di identificare le unità difettose e di limitarne l'accesso al canale in base alla serietà del guasto.



3.2 - CAN

Figura 3.17: Overload frame [19].

Ogni unità contiene al suo interno due contatori che registrano il numero di errori in trasmissione e in ricezione. I contatori vengono decrementati ad ogni trasferimento completato e incrementati (in misura maggiore rispetto al decremento) ad ogni errore di trasferimento. A seconda del valore dei contatori, ogni unità ricadrà in una delle seguenti classi:

- *Error-Active*, il normale stato di funzionamento, quando entrambi i contatori sono ad un valore minore di 127 e l'unità è in grado di trasmettere e ricevere dati e partecipare attivamente alla segnalazione degli errori;
- Error-Passive, quando uno dei due contatori ha superato 127 e l'unità è in grado di trasmettere e ricevere dati ma deve attendere, successivamente all'intermission, un tempo ulteriore di 8 bit prima di iniziare una nuova trasmissione; in questa classe l'unità può segnalare un errore solo durante le proprie trasmissioni;
- *Bus-Off*, quando un contatore supera 255 e all'unità viene impedita ogni comunicazione, sia in trasmissione che in ricezione.

Ogni unità potrà uscire dalle classi più restrittive in seguito ad un reset (che azzera i contatori), dopo che il canale sia rimasto inattivo per circa 1400 tempi di bit (nel caso di unità nello stato Bus-Off) o dopo che i contatori siano tornati al di sotto di 127 (nel caso di unità nello stato Error-Passive).

### Livello fisico high-speed

Lo standard ISO 11898-2 [14] ad alta velocità è il livello fisico più usato nelle reti CAN. Le specifiche riguardano le caratteristiche elettriche del segnale, del mezzo di trasmissione e alcune caratteristiche dei connettori. Vengono inoltre consigliate alcune topologie di rete e diversi metodi di misura per la verifica della conformità alle specifiche delle unità da collegare alla rete.

La topologia di riferimento per il livello fisico definito dallo standard ISO 11898 è mostrata in figura 3.18. Il mezzo di trasmissione è costituito da un doppino pilotato



Figura 3.18: Topologia di riferimento del bus ISO 11898-2 [14].



Figura 3.19: Dimensioni della rete CAN, standard ISO 11898-2 [14].

da una tensione differenziale  $V_{diff} = V_{CAN_{L}} - V_{CAN_{L}}$ . La Bus Line è terminata ad entrambe le estremità per la soppressione delle riflessioni e le resistenze di terminazione, di valore nominale 120  $\Omega$  e corrispondenti all'impedenza caratteristica del doppino, sono collocate all'esterno delle unità di comunicazione. Questo per evitare che un'eventuale disconnessione di una unità comporti uno sbilanciamento della linea. Per evitare inoltre di introdurre disadattamenti con la connessione delle unità di comunicazione alla linea, viene anche specificato, con riferimento alla figura 3.19, un limite massimo di 30 cm per la lunghezza l degli stub e un limite minimo di 10 cm per la distanza d tra le unità.

Il bitrate massimo è stabilito ad 1 Mbit/s per reti di lunghezza fino a 40 m. Diminuendo il bitrate è però possibile aumentare di molto le lunghezze massime di comunicazione. Le raccomandazioni CiA 102 [22] definiscono ad esempio, per un bitrate di 50 kbit/s, una lunghezza massima del collegamento di 1 km.

I livelli elettrici degli stati dominant e recessive sono definiti con riferimento alla figura 3.20 e con i valori di tensione differenziale riportati in tabella 3.2. Il modo comune può invece variare da -2 V a +7 V con un valore nominale di 2.5 V.

$3.2 - C_{2}$	AN
---------------	----

Stato	$\mathbf{V_{diff}}$ [V]		
Statu	$\min$	nom	max
recessive	-0.12	0	1.2
dominant	1.2	2.0	3.0

Tabella 3.2: Livelli di tensione degli stati logici, standard ISO 11898-2 [14].



Figura 3.20: Sistema di riferimento dei livelli di tensione [14].

### Livello fisico fault-tolerant a bassa velocità

Il livello fisico fault-tolerant definito dallo standard ISO 11898-3 [15] consente l'utilizzo del protocollo CAN nelle applicazioni in cui sia necessaria la tolleranza ai guasti del canale fisico e una ancor maggiore affidabilità. Utilizzi tipici dello standard sono ad esempio il collegamento dei dispositivi nelle portiere degli autoveicoli, dove le sollecitazioni dei movimenti di apertura e chiusura sui cavi sono notevoli, o il collegamento degli indicatori di frenata, per le caratteristiche di affidabilità del protocollo e le limitata richieste di velocità.

Essendo stato definito per un utilizzo su collegamenti di lunghezza ridotta, lo standard permette di rilassare gli stringenti requisiti di adattamento richiesti dallo standard ad alta velocità. L'utilizzo di terminazioni di impedenza maggiore consente quindi l'impiego di driver di bassa potenza e non richiede più l'utilizzo di una topologia di rete rigorosamente lineare come nel caso della comunicazione ad alta velocità.

È ad esempio possibile l'utilizzo dello schema *star point* di figura 3.21, in cui i nodi della rete sono connessi a due star point passivi interconnessi tra loro da un'ulteriore linea CAN. In questo schema, e in generale nello standard fault-tolerant, le terminazioni delle linee sono effettuate all'interno dei nodi, in quanto l'effettiva configurazione di terminazione dipende dal guasto rilevato sulla rete.

Il principale requisito definiti dallo standard per la scelta della topologia di connessione è il valore complessivo di terminazione della rete, ottenuto dal parallelo



Figura 3.21: Topologia di rete star point [15].

Stato	$\mathbf{V_{diff}}$ [V]			
Stato	$\min$	nom	max	
recessive	$-V_{\rm CC}$	—	$-\mathrm{V}_{\mathrm{CC}}+0.6$	
dominant	$V_{\rm CC}-2.8$	—	$V_{\rm CC}$	

Tabella 3.3: Livelli di tensione degli stati logici, standard ISO 11898-3 [15].

dei singoli resistori di terminazione, che, per i limiti di corrente e il rispetto delle tensioni di segnalazione, non deve essere inferiore a 100  $\Omega$ . Ogni singolo resistore di terminazione inoltre, a causa dei limiti di corrente dei singoli driver, non deve essere di valore inferiore ai 500  $\Omega$ .

Bisogna poi tenere conto che la massima velocità raggiungibile dal bus sarà comunque influenzata dalla lunghezza complessiva dei collegamenti e dalla massima distanza tra due nodi. Con una topologia simile a quella di figura 3.21 è comunque possibile collegare 20 nodi con una lunghezza complessiva dei collegamenti di 40 m e con una massima distanza tra due nodi di 20 m.

Le tensioni di segnalazioni dello standard fault-tolerant differiscono leggermente da quelle definite per lo standard high-speed. Il sistema si basa sempre su un utilizzo differenziale delle linee, ma, per consentire il funzionamento del sistema anche nelle condizioni di guasto, lo stato recessive viene ora definito come una tensione  $V_{diff} = V_{CAN,H} - V_{CAN,L}$  negativa. Lo stato dominant è invece rappresentato da una tensione  $V_{diff}$  positiva. Lo standard suppone l'utilizzo di una tensione di alimentazione  $V_{CC} = 5 V$  e definisce quindi i livelli di tabella 3.3. La tensione di modo comune può invece variare da -1 V a +6 V con un valore nominale di 2.5 V.

L'utilizzo di questi livelli di segnalazione, consente la ricostruzione del segnale

3.2	_	CA	Ν
3.2	_	CA	1 <b>N</b>

Tipo di rizoziono	Tensione	Soglia [V]		
Tipo di ficezione	comparata	$\min$	nom	$\max$
Single-ended	V <sub>CAN_L</sub> V <sub>CAN_H</sub>	$2.8 \\ 1.5$	_	$3.5 \\ 2.3$
Differenziale	$\mathrm{V}_{\mathrm{diff}}$	-3.5	_	-2.6

Tabella 3.4: Livelli di soglia per ricezione single-ended e differenziale (alimentazione nominale  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ).

anche con una ricezione single-ended che utilizzi solamente uno dei due conduttori, anzichè con una ricezione puramente differenziale. Questo consente al sistema di tollerare, tramite un opportuno riconoscimento della condizione di errore, i seguenti tipi di guasto:

- interruzione del conduttore CAN<sub>-</sub>H o del conduttore CAN<sub>-</sub>L;
- corto circuito del conduttore CAN<sub>-</sub>H o del conduttore CAN<sub>-</sub>L a V<sub>CC</sub>;
- corto circuito del conduttore CAN\_H o del conduttore CAN\_L a GND;
- corto circuito tra conduttore CAN\_H e conduttore CAN\_L.

Le soglie di tensione per la distinzione tra gli stati logici dominant e recessive sia nel caso di ricezione single-ended che nel caso di ricezione differenziale, sono riportate in tabella 3.4 (sempre riferite ad un sistema con alimentazione nominale 5 V).

In figura 3.22 è possibile osservare uno schema delle riconfigurazioni effettuate internamente dal transceiver AMIS-41682 della On Semiconductor per permettere al sistema di tollerare queste condizioni di errore. Come è possibile osservare, al lato ricezione sono presenti 3 comparatori: un comparatore differenziale e due comparatori single-ended (con tensioni di soglia compatibili con la definizione della tabella 3.4) che vengono selezionati a seconda del tipo di guasto. Al lato trasmettitore è invece presente un solo driver differenziale con le relative resistenze di terminazione che vengono collegati o scollegati ai conduttori CAN\_L e CAN\_H in modo da evitare cortocircuiti verso le alimentazioni o tra le uscite.



Figura 3.22: Schema di riconfigurazione interno del transceiver AMIS-41682 in caso di guasto sul canale [41].

## 3.3 LIN, FlexRay, MOST

Tra i bus esistenti per applicazioni ad alta affidabilità, se ne possono individuare ancora tre tra i principali, tutti nati in campo automotive, che andiamo brevemente a descrivere.

Il protocollo LIN (Local Interconnect Network) nasce alla fine degli anni '90 dall'iniziativa di un consorzio di case automobilistiche europee come alternativa economica al CAN. Esistono infatti molti sistemi all'interno di un'autoveicolo, come i sensori di pioggia o gli interruttori degli alzacristalli, che non richiedono alti bitrate e sui quali sarebbe troppo costoso implementare un'interfaccia CAN completa.

Il LIN, pensato appositamente per queste applicazioni, ha tra le caratteristiche principali:

- bassi bitrate (massimo 20 kbit s);
- comunicazione su linea singola;
- architettura master/slave;
- ridotti requisiti hardware (semplicità delle macchine a stati, implementabile su microcontrollori a basso costo);
- sincronizzazione automatica degli slave, che non necessitano di quarzi o risuonatori ma solo di un oscillatore RC;
- latenza massima 100 ms;
- lunghezza massima del collegamento 40 m e 16 slave massimi

Il protocollo usa, come il CAN, il concetto di stati dominant e recessive, ma con un bus wired-AND. L'accesso al bus è governato ciclicamente dal master, che fornisce anche le sequenze di sincronizzazione dei clock e si occupa della rilevazione e gestione delle condizioni di errore.

Il protocollo LIN definisce anche il livello rete, con procedure automatiche di configurazione dei nodi e di diagnosi del traffico. Rimane però un protocollo dalle caratteristiche limitate progettato per un utilizzo molto specifico.

FlexRay è in realtà una nuova evoluzione del concetto di rete di comunicazione negli autoveicoli. Mentre protocolli come il CAN consentono lo scambio di dati integrato tra i componenti con vari livelli di affidabilità, FlexRay crea una rete che rappresenta in realtà un sistema real-time distribuito. La rete ha inoltre caratteristiche intrinseche di fault-tolerance che rendono per la prima volta possibile l'implementazione del drive-by-wire in autoveicoli commerciali.

La rete FlexRay supporta topologie a bus, a stella o ibride, con la possibilità di avere, per ogni nodo, un solo collegamento fisico o una coppia di collegamenti ridondati. Tra le principali caratteristiche troviamo:

- data rate massimo per canale 10 Mbit/s (20 Mbit/s con l'utilizzo del canale doppio);
- accesso al canale tramite TDMA (Time Division Multiple Access), senza necessità di arbitrazione tra i nodi e con latenze massime garantite;
- sincronizzazione fault-tolerant degli offset e dei rate degli orologi locali di ogni nodo;
- supporto per l'utilizzo di bus guardian che impediscono l'indisponibilità del canale a causa di babbling idiot.

Le garanzie hard real-time del protocollo FlexRay aprono quindi nuove possibilità nel campo automotive, consentendo scambi di dati deterministici e garantiti dalla fault-tolerance. Queste caratteristiche lo rendono però anche un protocollo complesso, con vincoli molto stringenti sull'implementazione che richiede l'utilizzo di almeno un bus controller dedicato ad ogni nodo.

Il protocollo MOST (Media Oriented System Transport) si differenzia infine dalle altre reti di comunicazione in quanto utilizza principalmente collegamenti a fibre ottiche plastiche (POF, anche se è definito un livello fisico su UTP, Unshielded Twisted Pair). Lo standard nasce per supportare lo sviluppo di applicazioni multimediali in ambiente automotive ed è quindi caratterizzato da un'elevata capacità di trasporto, ma anche da un'operatività real-time e dalla possibilità di utilizzo di topologie di rete ridondate. La rete è formata da collegamenti punto-punto che possono essere disposti in topologie ad anello, stella o daisy-chain e sono definiti diversi livelli di accesso. È quindi possibile il collegamento di periferiche a bassa complessità senza capacità di buffering (come i convertitori D/A per altoparlanti) o di periferiche che richiedano meccanismi di controllo più sofisticati e bitrate maggiori (come dispositivi basati su DSP).

Le principali caratteristiche del protocollo MOST sono:

- bitrate massimo per trasferimenti sincroni 50 Mbit/s;
- possibilità di trasferimenti asincroni a velocità variabile;
- elevata tolleranza ai disturbi elettromagnetici con l'utilizzo di comunicazione ottica;
- prevedibilità nelle emissioni elettromagnetiche grazie all'architettura sincrona;
- ritardo di accesso garantito tramite arbitrazione a priorità;

La sincronia tra gli elementi della rete MOST, ottenuta tramite un timing master che fornisce continuamente il clock di riferimento, consente di semplificare i circuiti di interfaccia (eliminando la necessità di buffer per la conversione dei data rate) e permette di sfruttare in maniera ottimale l'intero bitrate disponibile (eliminando problemi di collisione e ritrasmissione).

Il protocollo copre le funzionalità di tutti i 6 livelli OSI inferiori fino al livello Presentazione e consente il trasporto trasparente di altri protocolli che aderiscano allo stesso modello come, ad esempio, il TCP/IP. Questo contribuisce alla flessibilità di utilizzo del protocollo e ne permette l'utilizzo anche in applicazioni diverse da quelle strettamente automotive.

Lo standard MOST presenta quindi le caratteristiche tipiche di disponibilità e interoperabilità dei protocolli nati in campo automotive. Non essendo però pensato esplicitamente per applicazioni di elevata criticità, non utilizza accorgimenti particolari per migliorare la fault-tolerance che non siano quelli di una topologia ridondata.

## 3.4 Valutazione degli standard esistenti

L'analisi degli standard esistenti ha riguardato molti protocolli, con caratteristiche e campi di applicazione diversi. La maggior parte dei protocolli è però di estrazione automotive.

Questo è infatti un segmento di mercato in continua evoluzione, che trae notevoli benefici da un utilizzo sempre più diffuso delle componenti elettroniche. Nasce quindi la necessità di sistemi di interconnessioni adeguati, che evolvono nel tempo con requisiti di prestazioni sempre maggiori (si noti ad esempio in figura 3.23 l'uniformità nella distribuzione dei principali standard). Questi sistemi devono però integrarsi nell'ambiente dell'autoveicolo, che presenta criticità come gli elevati disturbi elettromagnetici, lo spazio ridotto per i collegamenti e la necessità di un'elevata affidabilità su alcuni collegamenti.

Queste sono però le stesse criticità che si incontrano in un *veicolo* dedicato all'ambiente spaziale come il satellite, a cui si aggiungono le problematiche ambientali date da vuoto e radiazioni. I protocolli automotive potrebbero quindi essere ottimi candidati per la realizzazione di un on-board data bus satellitare.

Considerando i requisiti aggiuntivi di semplicità e modularità, si capisce però che molti di questi bus non sono compatibili con l'architettura AraMiS. Protocolli come FlexRay e MOST sono infatti troppo complessi e richiedono un'implementazione con obiettivi di hard real-time o di throughput elevato che non sono utili per piccoli satelliti. Protocolli come il LIN sono invece pensati principalmente per l'economicità dei nodi che li utilizzano e trascurano le necessarie caratteristiche di fault-tolerance o di bitrate di livello intermedio.

Lo standard SpaceWire invece, progettato appositamente per utilizzo spaziale, tiene in forte considerazione i requisiti di disponibilità del canale, di compatibilità



Figura 3.23: Distribuzione dei vari standard automotive in funzione di bitrate e costo dell'interfaccia [37].

elettromagnetica e della relativa semplicità implementativa del protocollo. Utilizza però un approccio mirato ad ottenere elevati bitrate, con la conseguente adozione di una topologia di rete formata da collegamenti punto-punto. Questo aumenta da un lato la quantità dei collegamenti, ma implica anche la necessità, per la realizzazione di una rete, di nodi di routing dedicati.

Il protocollo esistente che più si adatta all'applicazione nell'architettura Ara-MiS è quindi il CAN, che coniuga una relativa semplicità con le ottime garanzie di fault-tolerance offerte dal livello fisico ISO 11898-3. Rimane però il problema del bitrate non molto elevato (125 kbit/s) combinato all'elevato overhead del protocollo e dell'assenza di un isolamento galvanico che garantisca la flessibilità nelle interconnessioni tra i moduli.

Risulta chiara la difficoltà nel coniugare i particolari requisiti dell'architettura AraMiS con le caratteristiche dei protocolli esistenti e si sceglie quindi la definizione di un protocollo mirato, che tenga conto dell'architettura nel suo complesso e dei dettagli realizzativi dei circuiti di interfaccia.

# Capitolo 4

# Standard proposto

## 4.1 Livello Fisico

La modularità del sistema di comunicazione per l'architettura AraMiS implica che l'accesso al bus da parte dei vari nodi avvenga in maniera flessibile. Un singolo modulo può ad esempio venire scollegato dall'alimentazione per questioni di risparmio energetico o di latch-up e questo non deve influire sulla disponibilità del canale. Inoltre è necessario massimizzare la tolleranza ai disturbi del canale e la comunicazione sul bus deve essere possibile anche in caso di guasto del canale fisico o dei driver che comandano il canale.

Con queste condizioni, la scelta migliore è quella di introdurre un certo grado di isolamento galvanico tra i vari elementi del bus, in modo da rendere il canale insensibile alle condizioni statiche dei vari elementi che vi si collegano.

Tramite l'isolamento galvanico è inoltre possibile collegare tra loro circuiti che utilizzino tensioni di riferimento diverse. Questo garantisce una maggiore flessibilità nella scelta dell'architettura del bus di potenza, permettendo il collegamento parallelo o serie sia degli utilizzatori che dei generatori di energia.

L'isolamento può in generale essere ottenuto tramite accoppiamento magnetico o tramite accoppiamento ottico.

Nel primo caso il segnale è rappresentato da un campo magnetico, generato da un lato da una corrente in un avvolgimento di un trasformatore e ricevuto, dall'altro lato, dal secondo avvolgimento su cui il campo magnetico viene indotto.

Nel secondo caso il segnale è rappresentato dall'intensità luminosa, generata da un dispositivo di emissione luminosa (ad esempio un LED) e ricevuta da un dispositivo fotosensibile (ad esempio un fotodiodo).

Le due soluzioni si differenziano su diversi punti.

Innanzitutto la soluzione magnetica non è in grado di accoppiare tra i due lati del

trasformatore la componente continua del segnale. Per avere induzione sul secondario del trasformatore è infatti necessario che il campo magnetico, proporzionale alla variazione di corrente sul primario, sia variabile e non ecceda i livelli di saturazione del nucleo. È quindi necessaria una qualche modulazione del segnale da trasmettere che rispetti questi vincoli.

La soluzione ottica è invece in grado di accoppiare la componente continua del segnale mediante l'accensione continua del LED ad un certo livello di potenza. La ricezione di tale componente non è però desiderabile, in quanto sovrapposta alla consistente componente di luce ambientale in cui il sistema si trova ad operare.

La trasmissione diretta del segnale resterebbe invece possibile in un ambiente buio come quello interno al satellite. In queste condizioni però, il sistema di comunicazione potrebbe comunque essere reso inservibile da una componente luminosa non prevista, proveniente ad esempio dal payload o dall'illuminazione solare esterna, di intensità rilevante soprattutto al di fuori dell'atmosfera. Così come per l'accoppiamento magnetico, si rende quindi necessaria anche per l'accoppiamento ottico una qualche modulazione (con una conseguente demodulazione) del segnale da trasmettere che elimini la componente continua.

Altra differenza tra i due sistemi di accoppiamento è la modalità di propagazione del segnale. Il trasformatore è ovviamente un componente discreto, in grado di fornire un isolamento galvanico tra il lato primario e il lato secondario. Rimane quindi necessario l'utilizzo di una coppia di conduttori per la trasmissione del segnale tra i vari elementi del bus.

Nel caso dell'accoppiamento ottico è invece possibile posizionare il LED sul trasmettitore, il fotodiodo sul ricevitore e sfruttare la propagazione del segnale luminoso in spazio libero.

Questo approccio consente, da un lato, di ridurre il numero di connessioni interne tra i diversi moduli e di evitare l'utilizzo di ulteriori connettori (a parte quelli, inevitabili, per i PDB, Power Distribution Bus), componenti particolarmente critici in ambito aerospaziale perché sottoposti a sollecitazioni meccaniche considerevoli durante il lancio. Da un altro lato, la propagazione in spazio libero fornisce poche garanzie di connessione, essendo fortemente dipendente dalla presenza di un adeguato cammino ottico tra trasmettitore e ricevitore.

Si può però ipotizzare l'utilizzo di strutture ottiche guidanti per i collegamenti che richiedano una maggiore affidabilità. Ad esempio il collegamento tra LED e fotodiodo potrebbe essere realizzato tramite fibre ottiche plastiche (POF, Polymer Optical Fibre, maggiormente indicate rispetto alle fibre vetrose per applicazioni spaziali in quanto più resistenti a sollecitazioni meccaniche e radiazioni), anche se la soluzione richiederebbe comunque l'utilizzo di connettori. Oppure si può ipotizzare l'utilizzo di una struttura plastica sviluppata appositamente che si integri nella struttura della mattonella del sistema AraMiS. In questo caso sarebbe lo stesso accoppiamento meccanico tra due mattonelle diverse a garantire il collegamento (vedi figura 4.19).

La propagazione in spazio libero è in realtà utilizzabile anche mediante accoppiamento magnetico. Lo stesso approccio utilizzato con il trasformatore sarebbe infatti applicabile alle bobine di controllo di assetto, in cui ogni bobina sia vista come l'avvolgimento primario del trasformatore di isolamento. Questa soluzione richiederebbe però la progettazione delle bobine per la generazione di campi magnetici ad alta frequenza, richiesta incompatibile con l'utilizzo primario per il controllo di assetto che richiede campi intensi e poco variabili.

Entrambe le soluzioni di isolamento hanno quindi, in definitiva, vantaggi e svantaggi contrapposti.

Una cosa che però accomuna l'accoppiamento ottico all'accoppiamento magnetico è la necessità di una qualche modulazione dei dati da trasmettere.

Come già osservato, sia nella soluzione magnetica che nella soluzione ottica non è possibile (o non è desiderabile) la ricezione della componente continua del segnale. È però importante notare che, con entrambe le soluzioni, la componente continua non è nemmeno trasmissibile.

Nel caso del trasformatore infatti, una tensione continua applicata ad un avvolgimento verrebbe, dopo un breve transitorio iniziale e in corrispondenza della saturazione del nucleo, cortocircuitata dall'avvolgimento stesso e l'elevato flusso di corrente danneggerebbe il trasformatore.

Nel caso del LED invece, l'applicazione di una tensione continua ai capi del componente è la condizione di normale funzionamento. Generalmente però, nelle trasmissioni in spazio libero i LED vengono accesi con impulsi di corrente molto alti e di duty-cycle ridotto per aumentare il range di trasmissione. Una corrente continua della stessa entità danneggerebbe quindi anche il LED. Un LED per segnalazione visiva, ad esempio, viene normalmente acceso con correnti dell'ordine di pochi milliampere, mentre un LED per trasmissione dati può venire acceso con correnti che di picco possono arrivare a diverse centinaia di milliampere.

La codifica di canale utilizzata in questi casi, prende il nome di Return-to-Zero (RZ) unipolare ed associa ad un livello logico la presenza di un impulso e all'altro livello logico l'assenza di un impulso. Un esempio della codifica RZI (Return-to-Zero Inverted) utilizzata nel protocollo IrDA [4] è riportato in figura 4.1: in questo caso, al livello logico "0" è associato un impulso luminoso e al livello logico "1" è associata la mancanza di un impulso.

Questo tipo di codifica è particolarmente interessante in quanto, oltre ad essere adatta ad essere impiegata nell'accoppiamento ottico, è utilizzabile anche con l'accoppiamento magnetico tramite trasformatori. Nonostante la codifica mantenga un certo livello di componente continua, esiste infatti una particolare categoria di trasformatori chiamati *pulse transformer* progettati appositamente per l'utilizzo con segnali impulsivi.



Figura 4.1: Esempio di codifiche Non-Return-to-Zero (NRZ) e Return-to-Zero Inverted (RZI)

Le specifiche dei pulse transformer riportano infatti, tra i parametri caratterizzanti, una grandezza, chiamata generalmente  $E_T$ , che dimensionalmente è un prodotto tensione-tempo (ed è quindi un'energia) ed esprime la dimensione massima di un impulso rettangolare che non porti il nucleo del trasformatore in saturazione. Se un trasformatore è caratterizzato ad esempio da una  $E_T$  pari a  $6 V \cdot \mu s$ , potrà accoppiare sia un impulso di durata  $3 \mu s$  e ampiezza 2 V che un impulso di durata  $0.5 \mu s$  e ampiezza 12 V.

Un altro vantaggio di questo tipo di codifica è la semplicità implementativa del sistema di comunicazione, in quanto sono direttamente disponibili sul mercato interfacce UART che effettuano la codifica e decodifica RZI. Gli stessi processori MSP430 della Texas Instruments, scelti come processori di bordo per l'architettura AraMiS, contengono al loro interno una periferica UART in grado di comunicare con codifica RZI (chiamata, più comunemente, IrDA).

Data la flessibilità offerta da questo tipo di codifica, utilizzabile sia con accoppiamento ottico che magnetico, e data la conseguente semplificazione del sistema di comunicazione con i moduli di de/codifica già contenuti all'interno dei processori, la scelta non può quindi che ricadere sull'utilizzo, per tutte le comunicazioni, della codifica RZI.

Nelle sezioni successive verranno quindi analizzate più nel dettaglio le due soluzioni di accoppiamento (magnetico e ottico) e verranno progettati i circuiti di interfaccia tra processore e canale di comunicazione.

### 4.1.1 Accoppiamento magnetico

L'obiettivo del canale fisico del sistema è quello di creare una struttura di comunicazione ridondata compatibile con le esigenze dell'architettura modulare per satelliti AraMiS. Questo significa che il sistema dovrà, al contempo, soddisfare requisiti di tolleranza ai guasti, economicità e modularità.

La soluzione di accoppiamento magnetico richiederà comunque, come già visto in precedenza, la presenza di collegamenti tra i vari sottosistemi da interconnettere (le



Figura 4.2: Schema di principio della struttura dei collegamenti tra le mattonelle.

differenti mattonelle). È quindi necessario valutare quale sia la migliore topologia di connessione per soddisfare ai requisiti del sistema.

Una struttura completamente connessa fornirebbe ad esempio un'ottima ridondanza dei collegamenti, ma presenterebbe, al crescere del numero di nodi, un numero di interconnessioni eccessivo, incompatibile con una struttura modulare. Una struttura a stella semplificherebbe invece i collegamenti, ma un eventuale guasto al nodo centrale inibirebbe il funzionamento dell'intero canale.

Uno schema di collegamento che rappresenta un buon compromesso tra ridondanza e complessità è quello presentato in figura 4.2. Le connessioni dello schema sono comunque solamente di principio, la presenza dell'isolamento galvanico tra i vari moduli sarà trattata successivamente. In questo modello il canale collega ogni modulo del satellite ai 4 adiacenti. Questo consente di mantenere un buon livello di ridondanza (sono necessari 4 guasti in punti diversi del canale per rendere un nodo irraggiungibile) e semplifica le interconnessioni tra i vari moduli.

Da un punto di vista dinamico invece, la possibilità di raggiungere uno stesso nodo lungo percorsi (e quindi in tempi) diversi può creare, come nei canali radio, interferenza da multipath. Può essere quindi interessante, soprattutto dato l'utilizzo della codifica RZ ad impulsi, valutare la risposta in frequenza del canale per determinare il massimo bitrate trasmissibile.



Figura 4.3: Grafo dei possibili percorsi del segnale.

#### Modello multipath

Per caratterizzare in frequenza il canale, sarà sufficiente valutarne nel tempo la risposta all'impulso h(t). Per un generico canale con multipath che venga sottoposto in ingresso ad un impulso unitario, questa può essere scritta come:

$$h(t) = \sum_{i} \rho_i \, e^{j\phi_i} \, \delta(\tau_i)$$

dove  $\rho_i \in \phi_i$  rappresentano modulo e fase dell'n-esimo impulso ricevuto. In frequenza si avrà quindi:

$$H(f) = \sum_{i} \rho_i \, e^{j\phi_i} \, e^{-j2\pi f \, \tau_i}$$

In un canale radio affetto da multipath non è solitamente possibile determinare con precisione i fattori  $\rho_i \in \phi_i$  (dipendenti dall'ambiente circostante il sistema di trasmissione) e si ricorre quindi a modelli probabilistici. In questo caso però, i vari cammini percorribili dal segnale sono ben determinati e sono rappresentabili dal grafo in figura 4.3.

Volendo caratterizzare il canale per una trasmissione dal nodo 1 al nodo 6, si può considerare che un impulso al nodo 1 generi un'onda progressiva di corrente che si divide (a seconda delle impedenze caratteristiche delle linee) verso i nodi 2, 3, 5, e 6. Supponendo, per semplicità, che i diversi nodi siano adattati e che non vi siano quindi riflessioni, le onde giunte ai nodi 2, 3, 5 e 6 si divideranno a loro volta in 3 contributi. Proseguendo nel ragionamento, al nodo 6 arriveranno impulsi ritardati nel tempo in base al numero di lati percorsi e attenuati nell'ampiezza in base alla suddivisione di potenza nei vari nodi. L'ipotesi di adattamento nei nodi, seppur non realistica, è conservativa, in quanto rappresenta la condizione peggiore per l'intensità dei contributi di interferenza da multipath ricevuti. Supponendo tutti i nodi adiacenti equidistanti (a distanza L) e raggruppando i contributi in base al numero di nodi attraversati (n), si può riscrivere H(f) come

$$H(f) = \sum_{n=1}^{N} a_n c_n e^{-j2\pi f \, nL/v_f}$$

dove  $a_n$  è l'attenuazione del singolo contributo dopo n nodi attraversati,  $c_n$  il numero di percorsi che permettono di arrivare dal nodo 1 al nodo 6 attraversando n nodi e  $v_f$  la velocità di fase. Dalle considerazioni precedenti, si ricava

$$a_n = \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3}\right)^{n-1}$$

1

e da un'analisi del grafo si ottiene

$$c_1 = 1$$
  
 $c_2 = 2$   
 $c_3 = 5$   
 $c_4 = 14$   
 $c_5 = 26$ 

Supponendo  $v_f = 0.5 c$ , L = 15 cm e iterando fino a N = 20, si ottiene, con lo script MATLAB riportato in appendice B, la risposta all'impulso di figura 4.4 e la risposta in frequenza di figura 4.5.

Come si può osservare dai grafici la risposta in frequenza del canale segue il tipico andamento periodico dei canali con fading. La banda del canale, dalla frequenza zero alla frequenza a  $-3 \, dB$ , è di circa 47 MHz. Il canale è quindi in grado di trasportare un segnale compatibile con le specifiche di sistema senza eccessiva distorsione. In figura 4.6 e in figura 4.7 è riportata la risposta nel tempo ad un impulso rettangolare di durata, rispettivamente, 10 ns (al di sotto dei requisiti di sistema) e 100 ns (compatibile con i requisiti di sistema).



Figura 4.4: Risposta all'impulso del canale



Figura 4.5: Risposta in frequenza del canale



Figura 4.6: Risposta del canale ad un impulso rettangolare di  $10 \,\mathrm{ns}$ 



Figura 4.7: Risposta del canale ad un impulso rettangolare di 100 ns



Figura 4.8: Topologia a 3 loop indipendenti mediante separazione dei rami verticali e orizzontali.

#### Topologia di rete

In figura 4.2 è possibile osservare lo schema di principio del collegamento delle mattonelle di un cubo minimo. Questa struttura, come già osservato, consente una buona ridondanza dei collegamenti con un numero limitato di connessioni.

È possibile però effettuare ancora alcune scelte che influiscono sulla ridondanza complessiva del sistema.

Innanzitutto, connettendo in parallelo i due rami del bus (verticale e orizzontale) che attraversano ciascuna mattonella, si viene a creare un unico canale di comunicazione per l'intero satellite. Nonostante questo semplifichi la realizzazione del canale stesso, un eventuale guasto in un punto, per quanto tollerabile per la ridondanza dei collegamenti, influenzerà le caratteristiche elettriche dell'intero sistema.

Considerando invece i due rami di ogni mattonella come indipendenti tra loro, si ottiene la creazione, nell'esempio del cubo minimo, di 3 anelli di comunicazione separati e ridondati fra loro (vedi figura 4.8). Questa separazione garantisce quindi un più efficace confinamento degli effetti di un guasto in un punto del bus. La struttura può essere estesa nel caso di realizzazione di un satellite formato da più cubi minimi (ottenendo un numero maggiore di anelli) ed è utilizzabile anche nel caso di disposizione planare delle mattonelle (in forma di pannello), con una leggera riduzione della ridondanza essendo i canali lineari anziché circolari.

La scelta successiva riguarda la strategia di isolamento tra le varie mattonelle. I collegamenti di cui si è trattato fino a questo punto sono infatti puramente logici e



Figura 4.9: Accoppiamento magnetico e trasmissione con driver differenziale.



Figura 4.10: Accoppiamento magnetico e trasmissione con driver open-collector.

una connessione rappresenta solamente la possibilità di comunicazione tra due punti.

Scendendo nel dettaglio elettrico del canale di comunicazione, osserviamo in figura 4.9 e in figura 4.10 due esempi di accoppiamento magnetico con il bus. Le due soluzioni si differenziano per il tipo di driver utilizzato, differenziale nel primo caso e open-collector nel secondo. La prima soluzione, che è quella più comunemente utilizzata, permette di comandare il trasformatore con un segnale a tensione continua nulla e non richiede una particolare codifica dei dati da trasmettere. I dati possono quindi essere utilizzati direttamente nel formato NRZ unipolare (vedi figura 4.1), a patto che il flusso dei bit venga bilanciato mediante l'utilizzo, ad esempio, di una codifica 8B/10B dei simboli [17]. La soluzione non è quindi compatibile con la scelta della codifica RZI e si deve ricorrere allo schema di figura 4.10.

Tramite l'utilizzo di un driver open-collector e di un pulse transformer diventa possibile, con la chiusura del driver, l'invio sul bus degli impulsi RZI. In assenza degli impulsi invece, l'uscita del driver si trova in uno stato di alta impedenza e diventa possibile la ricezione dei dati dal bus tramite il receiver differenziale.

La sola criticità dello schema è nella scelta del receiver, che dovrà essere in grado di funzionare correttamente anche con una tensione di modo comune sugli ingressi prossima alla tensione di alimentazione. Sono però disponibili sul mercato dei receiver RS-485 come il MAX3281E della Maxim Integrated Products che tollera, con un'alimentazione di 3V, una tensione di modo comune sugli ingressi compresa nel range  $-7V \div +12V$ .

Nelle figure 4.9 e 4.10, l'avvolgimento secondario dei trasformatori è connesso al bus mediante due resistenze ed è presente una presa centrale collegata alla tensione di riferimento. L'adozione di questo tipo di collegamento permette al bus di tollerare diversi tipi di guasto e garantisce, tramite il collegamento della presa centrale, un riferimento di potenziale fisso per il bus. In assenza del collegamento alla tensione di riferimento, il bus sarebbe infatti completamente isolato e tenderebbe a caricarsi elettrostaticamente.

Il bus tollera i seguenti guasti:

- cortocircuito tra un conduttore del bus e la tensione di riferimento (figura 4.11a); il semi-avvolgimento a cui è collegato il conduttore danneggiato avrà una tensione nulla ai propri capi ma il conduttore integro continuerà a funzionare; la tensione sul bus e i margini di rumore vengono dimezzati;
- cortocircuito tra un conduttore del bus e una tensione di alimentazione (figura 4.11b); stesso effetto del cortocircuito verso la tensione di riferimento, ma il semi-avvolgimento interessato dal guasto vede ai suoi capi la tensione di alimentazione; la resistenza posta in serie all'avvolgimento previene la saturazione del nucleo del trasformatore e il bus continua a funzionare con margini di rumore dimezzati;
- interruzione di uno dei conduttori (figura 4.11c); il sistema continua a funzionare grazie al conduttore integro con margini di rumore dimezzati; sulla sezione del conduttore danneggiato che non è raggiunta dal segnale, viene ricreata una parte della tensione originale dall'induzione, sul semi-avvolgimento interessato dal guasto, di una parte del campo magnetico generato dal semi-avvolgimento funzionante;
- cortocircuito del secondario di un trasformatore collegato al bus (figura 4.11d); il bus continua a funzionare normalmente e viene impedita la comunicazione solo verso il sistema che utilizza il trasformatore guasto;
- cortocircuito tra i due conduttori (figura 4.11e); in questo caso la tensione differenziale tra i conduttori del bus è nulla, ma è comunque possibile ottenere una differenza di potenziale ai capi del trasformatore sfruttando la tensione di modo comune e uno sbilanciamento delle resistenze o del rapporto spire dei due semi-avvolgimenti; un analogo sbilanciamento al lato trasmettente genererà la tensione di modo comune a partire dal segnale;

Si ricorda che entrambi i tipi di guasto delle figure 4.11a e 4.11b possono verificarsi non solo per un cortocircuito fisico tra un conduttore del bus e un conduttore


Figura 4.11: Possibili guasti sul canale.

di alimentazione, ma anche, e soprattutto, per chiusura permanente di uno dei transistor che comandano il bus.

La comunicazione sul bus verrà quindi inibita solo dalla presenza di guasti multipli che interessino contemporaneamente entrambe le linee.

La precedente analisi di tolleranza ai guasti non tiene inoltre conto del collegamento ad anello dei conduttori, ottenuto con la topologia di figura 4.8, che consente al bus di tollerare anche l'eventuale interruzione di entrambi i conduttori.

Infine, qualunque guasto statico che si verifichi sul lato primario del trasformatore vi rimarrà confinato e non influirà sul funzionamento del bus.

È possibile anche modificare leggermente il collegamento del trasformatore al bus ottenendo prestazioni leggermente diverse in caso di guasto. Con lo schema di figura 4.10, come già detto, il collegamento della presa centrale del trasformatore consente di vincolare la componente continua della tensione sul bus impedendo derive a causa dell'accumularsi di cariche elettrostatiche.

La presenza di una tensione di riferimento consente però di tollerare anche il guasto di figura 4.11e, in cui, in assenza di una tensione differenziale, l'informazione viene trasmessa dalla componente continua.



Figura 4.12: Accoppiamento magnetico con resistenza di protezione elettrostatica.

Nel caso però dei guasti delle figure 4.11a e 4.11b, il collegamento, a seguito del guasto, di uno dei conduttori ad una tensione continua provoca il cortocircuito di un semi-avvolgimento con la conseguente riduzione dei margini di rumore.

Adottando lo schema di figura 4.12 invece, il collegamento della presa centrale alla tensione di riferimento tramite una grossa resistenza (dell'ordine dei M $\Omega$ ) garantisce un riferimento di tensione fisso, che impedisce l'accumulo di carica elettrostatica, e lascia la possibilità al bus di adattare la componente di tensione continua ad un nuovo riferimento (V<sub>AL</sub> o GND) dato da una delle due condizioni di guasto. Il cortocircuito tra i conduttori non sarà invece più tollerabile a causa dell'elevata impedenza del lato secondario rispetto al riferimento, che rende lente le variazioni di componente continua. Per ottenere margini di rumore ottimali, sarà quindi necessario l'utilizzo di resistenze simmetriche in serie all'avvolgimento.

La scelta tra una delle due configurazioni potrà essere effettuata in base ai requisiti specifici di ogni caso, essendo minima la differenza circuitale.

Ricapitolando le differenze tra le due configurazioni, nel circuito di figura 4.10 si ha:

- tolleranza al cortocircuito tra i due conduttori del bus (figura 4.11e);
- margini di rumore dimezzati nel caso di cortocircuito di uno dei due conduttori ad una tensione di alimentazione (figure 4.11a e 4.11b);
- resistenze non simmetriche in serie agli avvolgimenti.

Nel circuito di figura 4.12 si ha invece:

- cortocircuito tra i due conduttori del bus (figura 4.11e) non tollerato;
- margini di rumore ottimali nel caso di cortocircuito di uno dei due conduttori ad una tensione di alimentazione (figure 4.11a e 4.11b);
- resistenze simmetriche in serie agli avvolgimenti.



Figura 4.13: Schema di principio del contenuto di ogni mattonella.

In figura 4.13 è riportato quindi uno schema di principio del contenuto di una mattonella. Si noti come, per la separazione dei rami vericali e orizzontali del bus, siano necessari due trasformatori e due coppie driver/receiver per ogni mattonella. Per la comunicazione contemporanea su entrambi i rami, la coppia di driver riceve lo stesso comando e l'uscita della coppia di receiver, supponendo l'utilizzo della modulazione RZI, gli impulsi positivi dell'informazione sono combinati tramite un'operazione di OR.

Durante l'analisi delle possibili topologie per l'interconnessione delle mattonelle, è stato esaminato anche uno schema di disaccoppiamento alternativo.

L'analisi fin qui proposta mira infatti alla creazione di una classica architettura a bus condiviso, in cui i vari elementi che prendono parte alla comunicazione condividono l'accesso ad uno stesso mezzo di comunicazione. Per soddisfare i requisiti di *fault-tolerance*, questo mezzo di comunicazione è poi ridondato e l'accesso al bus utilizza accorgimenti elettrici (quali l'accoppiamento magnetico) che permettono di soddisfare le specifiche di flessibilità e ne migliorano le caratteristiche di tolleranza ai guasti.

Sempre adottando lo schema di comunicazione di figura 4.2, è possibile però adottare un approccio di disaccoppiamento diverso, che miri a fornire un isolamento effettivo tra le mattonelle del satellite. In figura 4.14 è riportata una rappresentazione schematica della topologia alternativa di isolamento.



Figura 4.14: Schema di principio alternativo di isolamento delle mattonelle.

Mediante l'utilizzo di due trasformatori per ogni mattonella, vengono in questo caso isolate le singole connessioni e non è più presente un vero e proprio bus, essendo presente una separazione tra i mezzi trasmissivi.

Anche in questo caso è però necessario mantenere la separazione dei collegamenti in 3 loop in modo da avere una ridondanza completa nei collegamenti e rimane possibile la scelta tra le alternative di comando del canale mostrate in figure 4.10 e 4.12. Restano invariate anche le caratteristiche di tolleranza ai diversi tipi di guasto e gli schemi di principio del contenuto delle mattonelle nei due casi sono riportati nelle figure 4.15 e 4.16.

Con l'isolamento completo dei collegamenti tra le mattonelle cambia però, rispetto al collegamento a bus, il percorso intrapreso dal segnale. Sono infatti presenti un minimo di 4 trasformatori per ogni loop che aumentano a seconda della forma del satellite e delle dimensioni in termini di cubi minimi.

Come mostrato nelle figure, nel caso in cui non vi sia una tensione di riferimento comune per tutto il satellite e si vogliano mantenere riferimenti di tensione separati tra le mattonelle, sarà necessario utilizzare un terzo conduttore. Tutti i trasformatori risiedono su una mattonella e hanno uno dei due avvolgimenti comandato dalla mattonella adiacente ed è necessario collegare la presa centrale (o la resistenza di protezione elettrostatica) dell'avvolgimento alla mattonella da cui è comandato.



Figura 4.15: Contenuto della mattonella con isolamento delle connessioni e componenti sbilanciati.



Figura 4.16: Contenuto della mattonella con isolamento delle connessioni e resistenza di protezione elettrostatica.



Figura 4.17: Circuito equivalente di un pulse transformer [23].

Sono state effettuate alcune simulazioni del comportamento di entrambe le configurazioni (a bus isolato e con isolamento dei collegamenti) per meglio valutare il livello di attenuazione del segnale introdotto dal passaggio nei vari trasformatori, sia in caso di guasto che in condizioni di normale funzionamento. È stato utilizzato il comando di canale di figura 4.15, in quanto più critico in termini di margini di rumore in seguito ad un guasto, e il trasformatore è stato modellato con il circuito di figura 4.17.

Il modello è formato da molti parametri, dove:

- N<sub>S</sub> è il numero di spire dell'avvolgimento primario;
- N<sub>S</sub> è il numero di spire dell'avvolgimento secondario;
- $L_P$  è l'induttanza dell'avvolgimento primario che è mutuamente accoppiata con l'avvolgimento secondario;
- $L_S$  è l'induttanza dell'avvolgimento secondario che è mutuamente accoppiata con l'avvolgimento primario;
- L<sub>P1</sub> è l'induttanza di leakage dell'avvolgimento primario, che rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento primario che, per vari fattori, non si accoppia con l'avvolgimento secondario;
- $L_{S1}$  è l'induttanza di leakage dell'avvolgimento secondario, che rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento secondario che non si accoppia con l'avvolgimento primario;
- R<sub>P</sub> è la resistenza in corrente continua dell'avvolgimento primario;
- R<sub>S</sub> è la resistenza in corrente continua dell'avvolgimento secondario;

Schema di isolamento	Attenuazione per trasformatore	Attenuazione e distanza del guasto (4.11a e 4.11b)		
	per trasformatore	1 modulo	2  moduli	
Bus isolato	$-1\mathrm{dB}$	$-7\mathrm{dB}$	$-7\mathrm{dB}$	
Isolamento collegamenti	$-4\mathrm{dB}$	$-4.2\mathrm{dB}$	$-2\mathrm{dB}$	

Tabella 4.1: Simulazione dell'attenuazione introdotta da ogni trasformatore.

- C<sub>PS</sub> è la *inter-winding capacitance*, che rappresenta la capacità tra avvolgimento primario e secondario;
- C<sub>P</sub> è la *intra-winding capacitance* dell'avvolgimento primario, che rappresenta la capacità parallela e la capacità distribuita di un avvolgimento;
- C<sub>S</sub> è la intra-winding capacitance dell'avvolgimento secondario;
- R<sub>C</sub> rappresenta le perdite nel circuito magnetico.

Per le simulazioni si è utilizzato il pulse transformer 78615/4 [43] della C&D Technologies-Murata Power Solutions, di cui, oltre al rapporto spire  $N_P : N_S$ , viene fornita una modellizzazione piuttosto accurata con i parametri  $L_P/L_S$ ,  $L_{P1}/L_{S1}$ ,  $R_P/R_S$  e  $C_{PS}$ .

Valutando l'attenuazione del segnale introdotta da un singolo trasformatore nelle varie configurazioni e con un guasto a distanze diverse, si ottengono i dati riassunti in tabella 4.1.

Come previsto, osserviamo che la soluzione di isolamento dei collegamenti consente un migliore confinamento dell'attenuazione introdotta dai guasti rispetto alla soluzione a bus. Bisogna però anche considerare che l'attenuazione per trasformatore attraversato è maggiore.

Considerando lo schema di comando del trasformatore che utilizza driver open collector e ricevitore differenziale RS-485 (figure 4.13 e 4.15), con tensione di alimentazione 3.3 V, una soglia differenziale massima di 200 mV (MAX3281E) e senza considerare l'attenuazione introdotta dal trasformatore, il margine di rumore massimo è pari a:

20 
$$\log\left(\frac{3.3}{200 \cdot 10^{-3}}\right) = 24 \,\mathrm{dB}.$$

Nel caso della struttura a bus, una comunicazione tra due mattonelle richiede sempre l'attraversamento di soli due trasformatori. Ipotizzando un guasto per cortocircuito di uno dei due conduttori, si ottiene un margine di rumore utile di

$$24 + 2(-1) + (-7) = 13 \,\mathrm{dB},$$

che corrisponde ad un segnale di circa 890 mV.

Nella struttura ad isolamento dei collegamenti, la comunicazione tra due mattonelle richiede l'attraversamento di un numero massimo di 4 trasformatori. Con la stessa ipotesi di guasto precedente, si ottiene un margine di rumore di

$$24 + 4(-4) + (-4.2) = 3.8 \,\mathrm{dB},$$

che corrisponde ad un segnale di circa 300 mV. Questo significa che rimane un margine di soli 100 mV per tollerare rumori aggiuntivi indotti sul canale, ad esempio, dai numerosi regolatori switching presenti in una mattonella AraMiS.

Diventa quindi evidente che, nonostante permetta di ottenere un miglior confinamento dei guasti, la soluzione di isolamento dei collegamenti presenta una quantità eccessiva di attenuazioni, che rendono anche un solo guasto determinante per la disponibilità del canale.

In appendice A è possibile osservare un'esempio di interfaccia processore-bus per l'accoppiamento magnetico. In questo schema il trasformatore è modellato con il circuito di figura 4.17 e un capo dell'avvolgimento primario (definendo lato primario quello collegato al processore) è collegato alla tensione di alimentazione positiva. L'altro capo del primario viene invece collegato alla tensione di riferimento dal MOS  $X_1$  per la generazione dell'impulso e il secondario del trasformatore è collegato al bus. Il gate del MOS è connesso all'uscita di trasmissione impulsiva del processore tramite una resistenza di limitazione della corrente e sono presenti due diodi Schottky BAT54: D<sub>1</sub>, ai capi del primario del trasformatore, è normalmente in polarizzazione inversa e scaricherà l'energia accumulata nell'induttanza del primario all'apertura di X<sub>1</sub>; D<sub>2</sub>, in serie al trasformatore, è necessario per evitare oscillazioni del segnale sulla linea.

Un circuito di interfaccia collegato al bus che si trovi in modalità di ricezione infatti, avrà il MOS  $X_1$  interdetto e le capacità parassite del MOS collegate in serie all'avvolgimento primario. Un eventuale impulso proveniente dal bus che si accoppi sul lato primario farà oscillare questo circuito LC e le oscillazioni si accoppieranno a loro volta sul lato secondario propagandosi sul bus. L'entità delle oscillazioni dipende sia dalle caratteristiche dell'impulso che dalle varie capacità parassite presenti nel circuito. Per smorzare le oscillazioni la soluzione immediata sarebbe quella di inserire una resistenza in serie al MOS. Questo ridurrebbe però il gradiente di corrente generato dalla chiusura del MOS, con una conseguente riduzione dei margini di rumore dell'impulso sul bus. Utilizzando il diodo  $D_2$  invece, le oscillazioni vengono automaticamente bloccate in quanto la corrente di risonanza prodotta dall'induttanza del primario riuscirà a caricare le capacità parassite del MOS, ma queste non riusciranno a scaricarsi a loro volta sull'induttanza. Il diodo scelto è di tipo Schottky per ridurre la perdita di energia dovuta alla tensione di forward.

Possono essere presenti altre oscillazioni dovute alla capacità parassita del diodo  $D_1$ , ma sono in genere di entità trascurabile. Il diodo BAT54 è inoltre disponibile

in un package doppio con gli anodi in comune (il BAT54A della Fairchild Semiconductor) che consente di implementare nel circuito entrambi i diodi riducendo ulteriormente le capacità parassite tra i componenti.

La coppia RC formata da  $R_4$  e  $C_2$  è dimensionata in modo da non influire sulla normale generazione degli impulsi ma consente di limitare la corrente di corto circuito che scorrerebbe nel primario del trasformatore in seguito ad una chiusura prolungata di  $X_1$  per un guasto.

La ricezione è affidata al receiver differenziale MAX3281E della Maxim Integrated Products i cui ingressi differenziali verranno posizionati ai capi del diodo D<sub>1</sub>. Il receiver (modellato nel circuito dalla resistenza R<sub>3</sub>), con alimentazione di 3V è in grado di tollerare una tensione di modo comune sugli ingressi compresa nel range  $-7 V \div +12 V$ . La connessione hi-side del primario non presenta quindi un problema.

## 4.1.2 Accoppiamento ottico

L'accoppiamento ottico presenta, rispetto all'accoppiamento magnetico, alcuni vantaggi e alcuni svantaggi.

Sfruttando la propagazione in spazio libero, non richiede alcun tipo di collegamento fisico tra le mattonelle, a parte ovviamente i collegamenti di potenza. Questo consente di evitare l'utilizzo di connettori e cavi per le interconnessioni, entrambi componenti critici in ambito aereospaziale.

I connettori sono infatti sottoposti ad uno stress elevato in fase di lancio, a causa delle vibrazioni acustiche e strutturali prodotte dal razzo vettore. Diventa quindi necessario l'utilizzo di componenti progettati e qualificati per questo tipo di sollecitazioni, generalmente più costosi e di ingombro maggiore nei circuti in cui vengono impiegati.

I cavi sono poi anch'essi influenzati dalle sollecitazioni meccaniche, in quanto il metallo conduttore al loro interno può spezzarsi a causa delle ripetute flessioni dovute alle vibrazioni. Il punto più critico in cui questo può avvenire è proprio l'interfaccia cavo/connettore, dove il corpo rigido del connettore, vibrando e trasmettendo a sua volta la vibrazione al cavo, sollecita in un punto ben definito i conduttori. È allora necessario l'utilizzo di opportuni *strain-relief* siliconici che permettano di assorbire parte dell'energia delle vibrazioni.

I cavi però, una volta terminata la fase di lancio e lasciata l'atmosfera, vengono influenzati anche dalla permanenza in ambiente spaziale. A causa delle condizioni di vuoto spaziale in cui il satellite opererà per il resto della sua vita, l'isolante plastico che circonda i cavi, come anche i materiali metallici, è sottoposto ad un lento processo di *outgassing*, che comporta un deterioramento dei materiali con un conseguente rilascio di gas. Questo fenomeno tende quindi a compromette l'isolamento dei cavi, i cui conduttori potrebbero entrare in contatto, ma pone anche problemi per gli effetti dei gas rilasciati. Nelle condizioni di micro gravità in cui opera il satellite infatti, i gas rilasciati non vengono dispersi ma tendono a circondare il corpo principale, andando ad interferire con eventuali strumenti ottici a bordo o con i pannelli solari.

L'utilizzo di un canale luminoso permetterebbe quindi di evitare parte di questi problemi, anche se una serie di cavi e connettori rimane comunque necessaria per il trasferimento dell'energia dei Power Distribution Bus.

Vi sono casi però in cui la propagazione in spazio libero potrebbe non essere utilizzabile. Nel caso in cui l'architettura AraMiS debba trasportare un payload particolarmente ingombrante, potrebbe essere difficile, anche tramite l'utilizzo di superfici riflettenti, posizionare LED e fotodiodi sulla mattonella in modo che tutti i lati della struttura si trovino all'interno di un adeguato cammino ottico che permetta la comunicazione. La propagazione in spazio libero è poi di difficile utilizzo anche nel caso di mattonelle assemblate in forma di pannello. In questo caso le elevate distanze e gli ampi angoli di copertura ottica necessari per la comunicazione con



Figura 4.18: Esempi di star coupler passivi [2].

l'intero sistema, comporterebbero, quantomeno, l'utilizzo di una quantità rilevante di energia per la trasmissione.

Entrambi i problemi possono comunque essere superati mediante l'utilizzo di strutture guidanti per il segnale ottico, che consentirebbero anche un risparmio dal punto di vista energetico evitando la dispersione luminosa di un'emissione più omnidirezionale. L'esempio più immediato di tale struttura può essere rappresentato da una rete di connessione delle mattonelle tramite fibre ottiche.

La connessione può avvenire in diversi modi. Si potrebbero ad esempio utilizzare collegamenti punto-punto con una topologia simile a quella analizzata per l'accoppiamento magnetico (vedi figura 4.2) con cui la rete ottica condividerebbe le caratteristiche di semplicità e ridondanza. Questo comporterebbe però l'utilizzo di perlomeno 4 connettori e 4 transceiver per ogni mattonella, in quanto in ogni connettore è presente una coppia LED/fotodiodo che dovrebbe essere comandata/amplificata singolarmente.

Una soluzione che permetterebbe di semplificare il sistema consiste nell'utilizzo di uno star coupler passivo. Questo dispositivo ottico è un accoppiatore radiativo (radiative coupler) che viene realizzato essenzialmente con un gruppo ritorto di fibre tenute sotto tensione meccanica e riscaldate fino al punto di fusione. Nella zona riscaldata, i core delle fibre rimangono separati mentre i cladding si fondono tra loro. In questo modo, i modi trasmissivi di core vengono convertiti in modi di cladding e avviene un accoppiamento parziale tra una fibra e l'altra [2].

In figura 4.18 è possibile osservare due tipi diversi di star coupler: un tipo trasmissivo, in cui ogni ingresso è isolato dagli altri e viene accoppiato con tutte le uscite, e uno riflessivo, in cui ogni fibra è accoppiata con tutte le altre e può essere usata bi-direzionalmente.

Con l'utilizzo di uno star coupler riflessivo è quindi possibile mettere in comunicazione tutte le mattonelle del sistema utilizzando una topologia a stella. Ogni mattonella verrebbe collegata all'accoppiatore mediante un solo connettore e una sola fibra ottica (eventualmente ridondati) consentendo un notevole risparmio di componenti. La scelta per il tipo di fibra ottica ricadrebbe poi sulle fibre ottiche plastiche (POF), le più comuni realizzate in PMMA (Polymethyl Methacrylate), per la loro economicità ma soprattutto per la migliore tolleranza agli stress meccanici rispetto alle fibre vetrose. Come tutti i materiali plastici trasparenti però, anche il PMMA se sottoposto ad un'elevata dose di radiazioni può presentare una leggera opacizzazione, che si traduce in un aumento del transmission-loss. Fenomeno da cui non sono comunque esenti, anche se per meccanismi diversi, neanche le fibre vetrose. Diversi studi [46, 20] hanno però rilevato che, con un irraggiamento di 100 krad, l'aumento del transmission-loss risulta comunque inferiore ai 10 dB/km. Le perdite sono quindi di entità trascurabile, data la ridotta distanza su cui avverrebbe la comunicazione nel nostro caso (decine di centimetri).

L'utilizzo di uno star coupler introduce però nel sistema un Single Point of Failure (SPOF), ovvero un punto che, se interessato da un guasto, renderebbe inutilizzabile l'intero sistema. Lo star coupler può ovviamente essere ridondato per introdurre il necessario livello di tolleranza ai guasti, ma questo complicherebbe notevolmente l'ingegnerizzazione dell'intera struttura.

L'alternativa più interessante è quindi forse l'utilizzo di una struttura plastica guidante creata ad hoc. Il nostro sistema di comunicazione non mira infatti a sfruttare le proprietà più interessanti delle fibre ottiche, quali l'elevata larghezza di banda trasportabile o la possibilità di effettuare collegamenti su lunghe distanze. Necessita invece di un mezzo trasmissivo che consenta di garantire la comunicazione tra le mattonelle dell'architettura AraMiS prescindendo dalla visibilità ottica degli elementi.

E quindi possibile la creazione di una struttura plastica trasparente che, sfruttando, come le fibre ottiche, il fenomeno della riflessione interna totale, consenta di distribuire il segnale luminoso da una coppia LED/fotodiodo di una mattonella alle 4 mattonelle adiacenti. Una possibile ipotesi per una struttura di questo tipo è osservabile in figura 4.19.

Questa struttura è formata da una lamina di materiale plastico trasparente opportunamente sagomata, posizionabile direttamente al di sopra del circuito stampato interno di una mattonella AraMiS. La coppia LED/fotodiodo è posizionata in "A" ed è caratterizzata da un angolo di emissione/ricezione luminosa compatibile con quello medio dei componenti commerciali, intorno ai  $\pm 20^{\circ}$ . Il segnale luminoso raggiunge l'incavo "B" e viene riflesso in entrambe le direzioni lungo i lati della corona plastica. Ogni angolo della corona ("C") è sagomato a 45° in modo da consentire la riflessione dei raggi incidenti. In corrispondenza del centro di ciascun lato, è presente una serie di fori "D" che consente una riflessione parziale dei raggi luminosi incidenti verso i punti "E". Questi saranno quindi i punti di interfaccia tra le mattonelle in cui avviene il collegamento del canale luminoso.

Questo è ovviamente solo un esempio di una possibile struttura guidante, che dovrebbe essere progettata più nel dettaglio tenendo conto degli ulteriori vincoli



Figura 4.19: Esempio di possibile struttura ottica guidante per mattonella AraMiS.

imposti dalla struttura meccanica AraMiS. Sono però evidenti le potenzialità dell'accoppiamento ottico, che consente un collegamento senza fili tra le varie mattonelle con la possibilità di garantire al contempo un percorso ottico determinato mediante un'apposita struttura guidante.

La possibilità di una comunicazione senza fili tra le mattonelle presenta vantaggi, oltre che nella semplificazione dell'architettura AraMiS, anche nelle procedure di testing del sistema. Le mattonelle dovranno infatti seguire una serie di test che simulino le condizioni ambientali in cui il satellite si troverà ad operare nell'arco della sua vita. Questi potranno essere test di vibrazione meccanica della struttura, volti a simulare (tramite spettri di vibrazione compatibili attuati da appositi *shaker*) gli stress strutturali a cui è sottoposto il satellite durante il lancio. Ma potranno anche essere test in condizioni termiche e di pressione simili a quelle spaziali (TVT, Thermal Vacuum Testing).

Questi test, svolti generalmente in camere che consentono di ottenere livelli di vuoto comparabili con quelli spaziali e con profili di temperatura controllati, potrebbero essere semplificati tramite un controllo a distanza della mattonella. Una mattonella AraMiS funzionante e completa di batterie potrebbe infatti essere sottoposta al test all'interno della camera e controllata dall'esterno attraverso la porta a vetri.

Lo stesso test del satellite assemblato non richiederebbe l'utilizzo di connettori di test o hardware aggiuntivo, essendo effettuabile, ad esempio, con l'inserimento temporaneo di una coppia LED/fotodiodo all'interno della struttura.

Rimane anche possibile la creazione di più bus di comunicazione ridondati all'interno dello stesso satellite. Questo grazie all'utilizzo di lunghezze d'onda diverse per i componenti ottici (LED e fotodiodo), che garantirebbero intrinsecamente la separazione di canale.

Il primo passo da effettuare per la progettazione dell'interfaccia ottica riguarda proprio la valutazione delle possibili lunghezze d'onda per i componenti ottici.

Grazie all'interesse e alla notevole ricerca svolta oggi intorno ai dispositivi di illuminazione allo stato solido, esistono ormai processi di fabbricazione che permettono di ottenere giunzioni semiconduttrici con *band-gap* per emissioni dall'ultravioletto all'infrarosso distante (*far-infrared*). Le caratteristiche di questi dispositivi, soprattutto in termini di efficienza, sono molto variabili.

Tenendo conto dello spettro di emissione luminosa solare, è possibile adottare dei criteri di scelta della lunghezza d'onda del canale in modo da minimizzare gli effetti di un'esposizione diretta dei fotodiodi alla luce solare.

In figura 4.20 è possibile osservare la densità dello spettro solare in funzione della lunghezza d'onda. Il grafico è stato ricavato da una media annuale (da settembre 2007 a settembre 2008) dei dati di irradiazione misurati al di fuori dell'atmosfera terrestre dalla missione SORCE (Solar Radiation and Climate Experiment), gestita



Figura 4.20: Densità dello spettro solare medio al di fuori dell'atmosfera da settembre 2007 a settembre 2008 nell'intervallo  $116 \div 2412 \text{ nm}$  (dati SORCE [28]).

da University of Colorado, Laboratory for Atmospheric and Space Physics (LASP), e NASA [28].

Come è possibile osservare, la densità di energia presenta un massimo intorno ai 500 nm, nell'intervallo della luce visibile verde, e si estende nella parte destra verso giallo, rosso e infrarosso (oltre i 750 nm [6]). Nella parte a sinistra del massimo decresce invece rapidamente nell'ultravioletto (UVA e UVB da 400 nm a 280 nm [16]) per diventare trascurabile intorno ai 190 nm (UVC).

Ad una prima analisi si potrebbe quindi escludere l'utilizzo di LED e fotodiodi progettati per lo spettro visibile, dove è concentrata la maggior densità di energia, e favorire invece l'utilizzo di componenti negli spettri UV e infrarossi (vicini e lontani). A seconda dello spettro scelto però, vi sono anche altri fattori da tenere in considerazione, come l'efficienza dei componenti e il loro costo.

I parametri principali che caratterizzano un fotodiodo per trasmissione dati sono i seguenti:

• Spectral response, mette in relazione la potenza della luce incidente con l'intensità della corrente generata dal fotodiodo; è fortemente dipendente dalla lunghezza d'onda e da molti fattori costruttivi; viene generalmente rappresentata in forma grafica in dipendenza dalla lunghezza d'onda ed è misurata in A/W;

- Active area, la dimensione fisica in mm<sup>2</sup> dell'area sensibile del semiconduttore;
- Junction capacitance, la capacità creata dalla zona di svuotamento della giunzione P-N del fotodiodo; influisce, con la resistenza equivalente vista dai terminali, sul tempo di risposta del fotodiodo; è direttamente proporzionale all'area e decresce all'aumentare della tensione inversa ai capi del fotodiodo;
- *Response time*, tempo di salita o di discesa (dal 10% al 90%) in seguito ad un cambiamento istantaneo di illuminazione; dipende da molti fattori come la lunghezza d'onda e la junction capacitance;
- *Viewing angle*, l'angolo in gradi a cui la potenza ricevuta è dimezzata rispetto alla direzione di massima sensibilità.

Un LED per trasmissione dati è invece caratterizzato principalmente dai seguenti parametri:

- Forward current, la massima corrente continua sopportabile dal diodo;
- *Surge current*, la massima corrente impulsiva sopportabile dal diodo; viene solitamente espressa per diversi tempi di impulso o in forma grafica in dipendenza del tempo di impulso;
- *Total radiant power*, la potenza totale emessa dal LED (su tutte le lunghezze d'onda e verso tutti gli angoli) per un dato livello di corrente;
- *Relative spectral emission*, il livello relativo di emissione luminosa del LED in dipendenza della lunghezza d'onda; rispetto alla spectral response dei fotodiodi, la banda di emissione nei LED è molto più contenuta, intorno ai 100 nm;
- Angle of half intensity, come per i fotodiodi, l'angolo in gradi a cui la potenza emessa è dimezzata rispetto alla direzione di massima emissione.

Per meglio valutare le diverse scelte possibili, analizziamo alcune coppie LED/fotodiodo commerciali caratterizzate da lunghezze d'onda di funzionamento diverse. Nella scelta dei componenti, si è cercato di coprire un range di lunghezze d'onda caratterizzato da un'emissione solare più bassa. Si è quindi scelto una coppia di componenti nell'infrarosso (950 nm) e una coppia nell'ultravioletto. La scelta dei componenti è stata piuttosto laboriosa in quanto, se i componenti infrarossi sono

4 – Standard proposto

Modello e costruttore	Lunghezza d'onda [nm]	Banda	$\begin{array}{c} \mathbf{Area} \\ [\mathrm{mm}^2] \end{array}$	Max. sensi- tivity [A/W]	Junction cap. [pF]	Prezzo [€]
PDB-C142F Advanced Photonix Inc.	950	IR	2.29	0.58	25	2.69
<b>EPD-660-1</b> EPIGAP Optoelektronik GmbH	660	Rosso	0.62	0.42	40	7.42
GUVA-S10GD sglux SolGel Technologies GmbH	350	UVA	0.076	0.14	24	8.23

Tabella 4.2: Caratteristiche dei fotodiodi commerciali su bande ottiche diverse.

Modello e costruttore	Lunghezza d'onda [nm]	Banda	Surge current [A]	Total rad. power [mW]	Half pow. angle [deg]	Prezzo [€]
SFH-4200 OSRAM Opto Semicond. GmbH	950	IR	2.2	35	$\pm 60$	0.50
<b>B5-436-30D</b> Roithner LaserTechnik GmbH	660	Rosso	0.15	12	$\pm 15$	1.06
NS355L-7SFF Nitride Semiconductors Co. Ltd.	355	UVA	0.10	3	$\pm 50$	7.98

Tabella 4.3: Caratteristiche dei LED commerciali su bande ottiche diverse.

ormai piuttosto diffusi ed economici, LED e fotodiodi nell'ultravioletto vicino sono ancora piuttosto costosi e disponibili solamente da pochi distributori. Esistono in commercio anche componenti nelle bande *lontane* dello spettro luminoso (sia infrarosse che ultraviolette) in cui la componente solare è praticamente trascurabile, ma presentano efficienze troppo basse e costi eccessivamente elevati (centinaia di euro a pezzo) per essere compatibili con i requisiti dell'architettura AraMiS.

Si è poi scelta anche una coppia di componenti nello spettro visibile in quanto questo tipo di fotodiodo presentava un buon rendimento e una marcata selettività spettrale dai 600 nm ai 700 nm. Questo consentirà probabilmente di contenere il contributo della radiazione solare sulla corrente generata dal diodo.

Nelle tabelle 4.2 e 4.3 sono riportate le principali caratteristiche dei componenti scelti.

Nelle figure 4.21, 4.22 e 4.23 si possono invece osservare i grafici di spectral response e di spectral emission relativa delle 3 coppie LED/fotodiodo.

Come si può osservare, i LED sono generalmente caratterizzati da un'emissione a banda stretta, centrata, per quanto possibile, sulla lunghezza d'onda di massima sensibilità del relativo fotodiodo. I fotodiodi hanno invece una banda di sensibilità più ampia che, nel nostro caso, renderebbe il sistema più sensibile a contributi luminosi indesiderati.

I fotodiodi scelti sono comunque fra quelli più selettivi disponibili. Il PDB-C142F



Figura 4.21: Spettri di emissione e di responsivity della coppia LED/fotodiodo nella banda IR.



Figura 4.22: Spettri di emissione e di responsivity della coppia LED/fotodiodo nella banda Rossa.



Figura 4.23: Spettri di emissione e di responsivity della coppi<br/>a $\rm LED/fotodiodo$ nella banda UVA.

è infatti racchiuso in un case plastico trasparente ai raggi IR ma opaco alla luce visibile, che determina la forma della spectral response dai 650 nm agli 800 nm. Il fotodiodo EPD-660-1 nella banda visibile è invece intrinsecamente selettivo grazie al processo AutoSelective utilizzato nella realizzazione della giunzione [10]. Il fotodiodo NS355L-7SFF è infine quello con banda di sensibilità più ampia, in quanto la forma della spectral response è limitata dalla sola caratteristica decrescente con la lunghezza d'onda tipica di ogni fotodiodo (vedi figura 4.26).

Il sistema di riferimento per il calcolo del contributo di corrente di segnale e dell'illuminazione solare è riportato in figura 4.24. La coppia LED/fotodiodo viene supposta allineata in visibilità diretta, anche se non è un requisito necessario, e i passaggi che intervengono nel calcolo sono i seguenti:

- il LED è supposto pilotato alla massima potenza ed emette quindi in energia luminosa la total radiant power;
- la total radiant power viene suddivisa nello spettro luminoso secondo il diagramma di spectral emission relativa e nello spazio secondo il diagramma di irradiazione (che lega la potenza emessa all'angolo di osservazione rispetto alla normale);
- ogni area dello spazio sarà ora caratterizzata da una certa densità di potenza luminosa, espressa in W/m<sup>2</sup>;
- il semiconduttore della giunzione del fotodiodo è illuminato da una potenza luminosa, espressa in W, pari alla densità di potenza luminosa in quel punto moltiplicata per l'area in m<sup>2</sup>;
- la potenza luminosa, distribuita nello spettro luminoso secondo il diagramma di spectral emission del diodo che l'ha generata, viene convertita in corrente elettrica dal fotodiodo secondo la curva di spectral response del componente.

Questa modellizzazione del sistema LED/fotodiodo contiene ovviamente alcune approssimazioni.

Innanzitutto il calcolo della potenza luminosa ricevuta dal fotodiodo tramite la semplice moltiplicazione per l'area, implica che la superficie sensibile sia di forma sferica anziché piana. Ma la differenza è comunque trascurabile essendo d  $\ll$  r.

Non viene inoltre considerato il diagramma di sensibilità del fotodiodo, che, analogamente al diagramma di irradiazione per il LED, esprime la diversa sensibilità del componente al variare dell'angolo di osservazione. Anche questa approssimazione è però realistica, in quanto il fotodiodo (nel sistema di riferimento usato) è sempre orientato verso il LED rendendo nullo il contributo di un eventuale disallineamento.

Una volta introdotti per punti gli spettri di emissione e di responsivity di LED e fotodiodi in MATLAB, ne è stata ricavata un'approssimazione continua tramite



Figura 4.24: Sistema di riferimento per il calcolo delle correnti di segnale e solari.

Modello LED	Half power angle [deg]	α
SFH-4200	$\pm 60$	0.52
B5-436-30D	$\pm 15$	9.00
NS355L-7SFF	$\pm 50$	0.80

Tabella 4.4: Corrispondenza tra gli angoli a metà potenza dei diagrammi di irradiazione e il parametro  $\alpha$ .

un'interpolazione cubica. I diagrammi di irradiazione in funzione dell'angolo di osservazione dei LED, sono state invece approssimati tramite una funzione del tipo

$$F\left(\theta\right) = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\theta\right)^{c}$$

che, a seconda del valore assunto da  $\alpha$ , ricalca fedelmente i diagrammi riportati sui datasheet.

In tabella 4.4 sono riportati i valori di  $\alpha$  che permettono di ottenere i diagrammi di irradiazione con l'angolo a metà potenza caratteristico di ciascun diodo.

Nei calcoli si è ipotizzata una distanza tra LED e fotodiodo di 15 cm, compatibilmente con le dimensioni di una mattonella AraMiS.

Per il calcolo della corrente generata dall'illuminazione solare si è seguito lo stesso procedimento precedentemente illustrato, considerando però il fotodiodo illuminato da una potenza luminosa pari alla costante solare (o TSI, Total Solar Irradiance) di  $1366 \text{ W/m}^2$  [18] distribuita sullo spettro di figura 4.20.

Le correnti risultanti dai calcoli e i loro rapporti, ottenuti con lo script MAT-LAB riportato in appendice B, sono osservabili in tabella 4.5. In figura 4.25 è

Banda di lavoro	Lunghezza d'onda [nm]	Corrente di segnale $[\mu A]$	Corrente solare $[\mu A]$	Rapporto [dB]
IR	950	0.92	680.00	-57
Visibile (Rosso)	660	0.18	54.00	-50
UVA	350	$0.54\cdot 10^{-6}$	0.84	-63

4.1 – Livello Fisico

Tabella 4.5: Risultati di simulazione delle correnti di segnale, solari e loro rapporti per le diverse bande di lavoro.



Figura 4.25: Confronto tra le diverse risposte spettrali dei fotodiodi e lo spettro solare.

invece possibile confrontare le risposte spettrali dei fotodiodi e la densità spettrale dell'irradiazione solare.

Come è possibile osservare dai risultati, il valore delle correnti generate da una trasmissione-ricezione con le 3 coppie di componenti è molto variabile. Gli ordini di grandezza della corrente di segnale sono perlomeno confrontabili nei casi IR e Visibile. Diventano invece di difficile gestibilità nel caso di componenti UVA (nell'ordine dei picoampere). Questa inefficienza nella trasmissione ultravioletta è da imputare principalmente alla ridotta sensibilità dei fotodiodi UV e alla ridotta total radiant power dei diodi emettitori.

Nei casi IR e Visibile si nota poi come un'eventuale illuminazione solare dei fotodiodi comporti una corrente considerevole, di diversi ordini di grandezza superiore alla corrente di segnale. Sarà quindi necessario prevedere uno schema circuitale che permetta di filtrare la componente continua della corrente di fotodiodo.

L'illuminazione solare, rispetto alla scala di tempo di una comunicazione ad 1 Mbit/s, è infatti considerabile come una luce costante. Anche nel caso in cui il satellite sia sottoposto, a causa di un guasto o di un'interferenza esterna, ad un moto di spin di notevole velocità, la variazione di luminosità interna non riuscirà comunque a raggiungere una frequenza a meno di 3 decadi di quella di segnale.

Non esistono inoltre dati che indichino la presenza di una variazione stocastica dell'illuminazione solare a frequenze comparabili con quelle del segnale (al di sopra del kilohertz), anche in ambiente spaziale. L'ipotesi di costanza nel breve periodo dell'illuminazione solare in ambiente spaziale è quindi ragionevole, in quanto variazioni di luminosità di questo tipo sarebbero rilevabili anche a terra o sarebbero comunque accentuate da eventuali dinamiche atmosferiche.

I risultati di tabella 4.5 concordano poi con gli spettri di figura 4.25, dove si può osservare la relativa inefficienza del fotodiodo UVA (GUVA-S10GD) e la maggiore banda spettrale del fotodiodo IR (PDB-C142F) che, nonostante copra una zona in cui l'irradiazione solare inizia a decrescere, presenta un contributo di corrente solare maggiore rispetto al fotodiodo Visibile (EPD-660-1).

Il processo di produzione del fotodiodo nello spettro visibile, che consente di ottenere questa elevata selettività, è particolarmente interessante sia dal punto di vista della ridotta corrente solare, che per la possibile creazione di canali separati.

In figura 4.26 è possibile osservare l'intera famiglia di fotodiodi AutoSelective della EPIGAP Optoelektronik GmbH. Data la selettività e la separazione tra le caratteristiche, diventa possibile, tramite l'utilizzo di opportune coppie LED/fotodiodo, l'effettiva creazione di canali ottici multipli ridondati tra loro.

Si noti inoltre l'intrinseca riduzione nella sensibilità dei fotodiodi al diminuire della lunghezza d'onda (ad esempio nella caratteristica del BPW 34, un fotodiodo IR presente da molto tempo sul mercato e riportato solo come riferimento), con la presenza di un effettivo limite teorico per questo tipo di tecnologia.

Questa caratteristica dipende dalla diversa profondità di penetrazione dei fotoni nel reticolo cristallino a seconda della lunghezza d'onda. Per lunghezze d'onda molto corte (blu e UV), la maggior parte delle coppie elettrone-lacuna saranno generate in prossimità della superficie del fotodiodo e, a causa del tempo di ricombinazione estremamente ridotto, non contribuiranno in maniera sostanziale alla creazione di una fotocorrente. Fotoni di lunghezza d'onda maggiore invece (rosso e IR), penetreranno generalmente più in profondità, andando a generare portatori di carica nella zona di svuotamento. L'elevato campo magnetico presente in questa zona separerà elettroni e lacune ai lati della giunzione contribuendo così alla generazione della fotocorrente [31].



Figura 4.26: Gamma di fotodiodi AutoSelective della EPIGAP Optoelektronik GmbH e limiti intrinseci di sensibilità [10].

In definitiva quindi, l'utilizzo di componenti ottici nella banda UV, anche se al di fuori dello spettro di irradiazione solare, non risulta comunque vantaggioso a causa dei limiti esposti. È invece possibile l'utilizzo sia di componenti IR, grazie all'elevata sensibilità, che di componenti opportunamente selettivi nello spettro visibile.

Nei requisiti di sistema veniva ancora indicata la necessità, da parte dell'OBC, di ricevere richieste di interrupt dalle varie mattonelle del sistema. Nel caso di architettura single master, questa è una funzione che permette di evitare lo spreco di risorse (sia temporali che energetiche) associato ad una periodica e continua interrogazione (*polling*) degli elementi slave, dovuta all'attesa del completamento di operazioni lente.

Tramite una funzionalità di interrupt, uno slave sarebbe in grado di attivare, senza necessità di arbitrazione, il flag di interrupt. Rilevato il cambiamento di stato del flag, l'OBC provvederebbe quindi ad un unico ciclo di polling, rispettando eventualmente un ordine di priorità, per stabilire quale degli slave abbia richiesto l'attenzione del processore centrale. Identificato lo slave richiedente, la comunicazione vera e propria potrà iniziare e verranno trasferiti verso l'OBC i risultati differiti dell'operazione.

La prima soluzione ipotizzabile per l'implementazione di un canale di interrupt è l'utilizzo di una segnalazione su di una lunghezza d'onda separata dai canali principali. Questo comporterebbe però l'utilizzo di due lunghezze d'onda per il canale di principale ridondato più altre due lunghezze d'onda per i relativi canali di interrupt, con una complicazione eccessiva del sistema.

La seconda soluzione è invece la creazione di un sottocanale all'interno dei canali già esistenti.

Il metodo più semplice per una mattonella per effettuare una segnalazione di questo tipo verso l'OBC con accoppiamento ottico, sarebbe quello di accendere costantemente il LED di trasmissione. Questa condizione sarebbe rilevabile al ricevitore e sarebbe distinguibile anche da trasmissioni già in corso sul canale che non verrebbero disturbate.

La condizione di illuminazione costante si verifica però anche nel caso di infiltrazioni luminose dall'esterno del satellite e non può quindi essere utilizzata per la segnalazione di interrupt.

Rimane però possibile una segnalazione luminosa a frequenza intermedia tra il segnale principale e la componente continua, utilizzando ad esempio un'accensione periodica del LED di trasmissione alla frequenza di 1 kHz. In questo modo è possibile effettuare una segnalazione verso il processore centrale senza interferire con altre comunicazioni in corso, che avvengono 3 decadi più in alto in frequenza. Ma è anche possibile garantire che un'eventuale infiltrazione luminosa non genererà una condizione di interrupt, essendo comunque la frequenza di 1 kHz sufficientemente alta rispetto alle dinamiche di movimento ordinarie del satellite. Si viene in questo modo a creare una vera e propria divisione di frequenza che permette la presenza contemporanea di due sottocanali sulla stessa lunghezza d'onda.

## Circuito di interfaccia

Il circuito di interfaccia per il livello fisico ad accoppiamento ottico ha il compito di collegare il processore e la logica dei livelli superiori a LED e fotodiodi.

Esistono sul mercato componenti appositamente creati per questo scopo, che integrano la parte ottica (LED e fotodiodo) alla parte di trattamento del segnale (amplificazione, comparazione e pilotaggio di potenza). Questi componenti sono generalmente creati per rispettare le specifiche IrDA che, a seconda dei livelli, consentono comunicazioni da poche decine di kbit/s fino a 4 Mbit/s.

Applicati all'architettura AraMiS però, questi componenti presentano diversi svantaggi, come l'impossibilità di utilizzare componenti ottici a lunghezze d'onda diverse per canali di ridondanza o l'impossibilità di realizzare un canale di interrupt.

Si sceglie quindi di sviluppare un'interfaccia apposita per mantenere una certa flessibilità nell'architettura.

L'interfaccia sarà composta da due rami separati: il driver e il receiver.

Il driver dovrà consentire:

- l'accensione del LED con codifica RZI, bitrate 1 Mbit/s, corrente di picco di circa 400 mA e duty-cycle 10%;
- l'accensione del LED a bassa frequenza (1 kHz) con una forma d'onda non interagente con il canale principale ad 1 Mbit/s.

La scelta dei 400 mA di picco per l'impulso di corrente nel LED è puramente arbitraria ed effettuata in base alla surge current media dei diodi LED utilizzabili nel sistema. Sarebbe infatti possibile scegliere correnti di picco più alte migliorando il range di comunicazione, ma questo comporterebbe un maggior consumo di energia durante la comunicazione (già 400 mA comportano, con duty-cycle del 10%, un consumo in fase di trasmissione di 40 mA medi). L'effettivo livello di corrente da utilizzare dipenderà quindi anche dalle caratteristiche del receiver e dall'attenuazione massima (data dalla propagazione e dalle riflessioni in spazio libero o dalla propagazione guidata) tra due elementi del sistema.

Il receiver dovrà invece:

- amplificare la componente alternata della corrente del fotodiodo disaccoppiando la componente continua;
- comparare il sottocanale a 1 Mbit/s con una soglia appropriata fornendo in uscita un segnale digitale;



Figura 4.27: Schema di principio del driver del LED.

• rilevare e segnalare la presenza di un segnale sul sottocanale a 1 kHz.

Entrambi i sistemi dovranno lavorare con alimentazione singola a 3.3 V.

Il driver sarà a sua volta suddiviso in una parte di comando ad alta velocità e in una parte a bassa frequenza. I requisiti delle due modalità di accensione sono infatti contrapposti: la parte di comando ad alta velocità dovrà essere in grado di far scorrere nel LED un impulso estremamente breve di corrente molto elevata, utilizzando componenti che entrino rapidamente in conduzione; la parte di comando a bassa velocità dovrà invece rimanere in linearità per far scorrere una corrente controllata nel LED, in modo da accenderlo gradualmente evitando interferenze con eventuali comunicazioni ad alta velocità già in corso.

Uno schema di principio del driver è riportato in figura 4.27. Si possono osservare i due rami di comando a bassa e alta velocità:

- il ramo a bassa velocità è comandato da un'uscita general purpose del microcontrollore che, per generare una richiesta di interrupt, genererà un'onda quadra alla frequenza di 1 kHz; l'onda quadra verrà filtrata da un filtro passa basso di secondo ordine che garantisca un'attenuazione sufficiente delle armoniche dell'onda quadra in modo che il segnale luminoso a bassa frequenza non interferisca con le comunicazioni ad alta frequenza; l'onda quadra filtrata comanderà un generatore di corrente lo-side che illuminerà il LED proporzionalmente al comando ricevuto;
- il ramo ad alta velocità è formato da un solo transistor MOS ad alta velocità che riceve direttamente dal processore il comando impulsivo di accensione; la codifica RZI si suppone infatti realizzata internamente al processore, come nel caso dell'MSP430.

La realizzazione del driver ad alta velocità non presenta particolari difficoltà. Con lo schema di figura 4.28 è infatti possibile accendere il LED D in maniera impulsiva



Figura 4.28: Sezione ad alta velocità del driver del LED.

con i parametri precedentemente specificati. Il blocco generico  $\mu P$  rappresenta il microprocessore utilizzatore dell'interfaccia.

La limitazione della corrente nel diodo è data dalla resistenza  $\rm R_{\rm D}$  dimensionata secondo la relazione

$$R_D = \frac{V_{AL} - V_{FD}}{I_F}$$

dove  $I_F$  è la corrente di accensione del diodo (minore o uguale alla surge current massima) e  $V_{FD}$  è la tensione ai capi del diodo attraversato da  $I_F$ . Con  $V_{FD} \cong 1.8 \text{ V}$  (valore tipico per un LED IR),  $V_{AL} = 3.3 \text{ V} \text{ e } I_F = 400 \text{ mA}$ , si ottiene  $R_D = 3.75 \Omega$ . Si sceglie quindi un valore normalizzato di  $3.3 \Omega$  che imporrà una corrente  $I_F = 455 \text{ mA}$ , comunque entro i limiti di surge current di un tipico LED IR.

Il pin digitale del microprocessore è collegato direttamente al gate del MOS  $M_1$ , il modello general purpose NTR4501N della ON Semiconductor. Questo MOS presenta una bassa resistenza di conduzione ( $80 \text{ m}\Omega$ ), una corrente massima di drain di 3.2 A e una bassa carica di gate.

Per valutare meglio il tempo di accensione del MOS, consideriamo che un'uscita digitale dell'MSP430 presenta una resistenza equivalente di circa  $100 \Omega$  (ricavata dalla  $V_{OH} = V_{CC} - 0.6 V$  con  $I_{OH} = -6 \text{ mA}$ ). Dal grafico di figura 4.29 si ricava che per l'entrata in conduzione del MOS è necessario fornire circa 1.1 nC di carica con una tensione di gate costante a 1.6 V [36]. Con l'MSP alimentato a 3.3 V e la resistenza equivalente del pin di uscita di 100  $\Omega$ , si ottiene una corrente massima di

$$\frac{3.3 - 1.6}{100} = 17 \,\mathrm{mA}$$

che chiude il MOS in

$$\Delta t = \frac{\Delta Q}{I} = \frac{1.1 \cdot 10^{-9}}{17 \cdot 10^{-3}} = 65 \,\mathrm{ns}.$$



Figura 4.29: Tensione di gate e di drain in funzione della carica totale di gate per il MOS NTR4501N [42].



Figura 4.30: Sezione a bassa velocità del driver del LED.

Considerando che i valori di carica si riferiscono (dal grafico di figura 4.29) alla corrente di drain massima di 3.2 A, il tempo di switching è compatibile con la durata degli impulsi.

Sono infine presenti i condensatori di bypass  $C_1 \in C_2$ , entrambi ceramici dell'ordine dei microfarad e delle decine di nanofarad, che garantiscono una carica adeguata in prossimità del LED per gli impulsi di corrente. Il valore esatto dei componenti è determinabile più facilmente in maniera sperimentale in quanto dipendente dal layout della rete di alimentazione.

Per quanto riguarda il driver a bassa frequenza, è necessario realizzare il generatore di corrente lo-side mediante un amplificatore operazionale e un transistor. In figura 4.30 è riportato lo schema circuitale del driver. L'amplificatore operazionale utilizzato (un MAX4092 della Maxim Integrated Products) è un operazionale a basso consumo, rail-to-rail ad alimentazione singola. È caratterizzato da un prodotto banda-guadagno piuttosto limitato (500 kHz), ma, non essendo in questo caso necessaria una banda o un'amplificazione elevata, il ridotto consumo (circa 170  $\mu$ A) lo rende ideale per questa applicazione. Il transistor scelto è un modello general purpose con corrente massima di collettore pari a 600 mA.

Il funzionamento del circuito è basato sull'operazionale che, grazie all'elevato guadagno differenziale, tende a modificare la tensione di uscita in modo da rendere nulla la tensione ai suoi ingressi. Il sistema è stabile in quanto, a parità di tensione  $V_+$ , un aumento della tensione di uscita dell'operazionale causerebbe un aumento della tensione  $V_-$ , che si tradurrebbe a sua volta in una diminuzione della tensione di uscita.

La corrente  $I_E$ , approssimabile alla corrente  $I_C$  che scorre nel diodo, è quindi data da

$$I_E = \frac{V_-}{R_E} \cong \frac{V_+}{R_E} \cong I_C.$$

Volendo ottenere con V<sub>+</sub> = 3.3 V una corrente di 400 mA, sarà necessaria una resistenza R<sub>E</sub> =  $8.25 \Omega$ , approximata al valore commerciale di  $8.2 \Omega$ .

La tensione di comando è poi ottenuta dal filtraggio dell'onda quadra generata dal microcontrollore tramite un filtro passa-basso passivo di secondo ordine. Si è scelta la soluzione passiva per semplificare il circuito in quanto non sono richieste particolari prestazioni nel filtraggio, usato solo per attenuare le armoniche dell'onda quadra a 1 kHz in modo che, dopo 3 decadi e 120 dB di attenuazione, non interferiscano con la comunicazione ad 1 Mbit/s.

Con diversi passaggi, si ricava per il filtro la seguente funzione di trasferimento:

$$\frac{V_{+}}{V_{GPO}} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

da cui:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$
$$\zeta = \frac{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2}{2\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Per  $R_1 = R_2 \in C_1 = C_2$ , si ha:

$$\omega_n = \frac{1}{R_1 C_1}$$
$$\zeta = 3/2$$



Figura 4.31: Modello interno di un fotodiodo.

Il sistema è quindi sovra-smorzato ( $\zeta > 1$ ) e la frequenza del polo è:

$$f_n = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Con  $R_1 = R_2 = 5.6 \text{ k}\Omega$  e  $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ , si ottiene una frequenza di taglio  $f_n = 2.842 \text{ kHz}$ . Con questi parametri, ad 1 kHz la tensione picco-picco dell'onda quadra filtrata risulta ridotta del 73% rispetto ai 3.3 V originari e l'attenuazione tra 1 kHz ed 1 MHz è di -99.1 dB.

Il compito più critico è invece svolto dal receiver, che si trova ad operare con le correnti estremamente piccole del fotodiodo (come mostrato in tabella 4.5).

In figura 4.31 è possibile osservare un modello piuttosto accurato del fotodiodo [33], dove:

- $I_O$  è la corrente entrante nel catodo del fotodiodo;
- I<sub>P</sub> è la fotocorrente generata dalla luce;
- I<sub>D</sub> è la corrente che attraversa giunzione;
- V<sub>D</sub> è la tensione ai capi della giunzione;
- C<sub>J</sub> è la capacità della giunzione;
- R<sub>SH</sub> è la resistenza parallela interna al fotodiodo;
- $I_{SH}$  è la corrente che attraversa  $R_{SH}$ ;
- R<sub>S</sub> è la resistenza serie interna al fotodiodo.

Nel caso ideale, con  $R_S = 0$  e  $R_{SH} = \infty$ , si ha:

$$I_O = I_P + I_D$$

Sempre nel caso ideale, ponendo i terminali del fotodiodo in cortocircuito, la corrente  $I_{SC}$  di cortocircuito diventa

$$I_{SC} = I_P,$$

corrispondente alla fotocorrente che si voleva misurare.

Nel caso reale si ha invece:

$$I_O = I_P + I_D + I_{SH}.$$

Modellando la giunzione interna con

$$I_D = I_S \, (1 - e^{-V_D/V_T}),$$

dove

$$V_T = \frac{k_B T}{q} \cong 26 \,\mathrm{mV} \,\mathrm{a} \,25 \,^{\circ}\mathrm{C},$$

si ottiene la corrente di cortocircuito

$$I_{SC} = I_P + I_S \left( 1 - e^{-V_D/V_T} \right) - I_{SC} \frac{R_S}{R_{SH}}.$$

Si nota che la linearità della corrente di cortocircuito è limitata dal secondo termine, intrinseco per la presenza della giunzione, e dal terzo termine, che è in realtà piccolo essendo  $R_{SH} \gg R_S$ .

Il fotodiodo può essere utilizzato in due configurazioni diverse [32, 35] che si differenziano su alcuni punti:

- in modo *fotovoltaico* (figura 4.32), la tensione ai capi del diodo è nulla e non sono presenti i termini d'errore  $I_{SH}$  e  $I_D$ ; la corrente generata dal fotodiodo è quindi dipendente dalla sola fotocorrente  $I_P$  e generalmente si ha una linearità di perlomeno 6 decadi nella caratteristica illuminazione/corrente; anche il rumore è ridotto e la componente dominante è quella di rumore termico;
- in modo *fotoconduttivo* (figura 4.33), al fotodiodo è applicata una tensione inversa V<sub>BIAS</sub> che ha l'effetto di aumentare le dimensioni della regione di svuotamento nella giunzione; questo aumenta la percentuale di portatori generati in questa regione e la loro velocità di trascinamento, aumentando la fotocorrente ma anche il rumore *shot*; la maggiore distanza fra gli estremi della zona di svuotamento riduce inoltre la capacità di giunzione C<sub>J</sub>.

Nel nostro caso, i requisiti principali sono la sensibilità e la velocità del sistema, in modo da aumentare la distanza di ricezione (o diminuire la potenza di trasmissione) e per aumentare il bitrate della comunicazione. Non è invece richiesta la linearità della



Figura 4.32: Collegamento del fotodiodo in configurazione fotovoltaica.



Figura 4.33: Collegamento del fotodiodo in configurazione fotoconduttiva.

corrente, più importante nei sistemi di misura, ed è tollerabile il leggero aumento nel rumore shot, che è comunque solo una delle componenti di rumore.

La configurazione di figura 4.33, in cui l'operazionale è utilizzato come amplificatore di transimpedenza, ha inoltre il vantaggio di presentare al fotodiodo una resistenza di carico molto bassa, mantenendo quindi costante la tensione  $V_{BIAS}$  al variare dell'illuminazione. Rimane però la necessità di una doppia tensione di alimentazione, in quanto, con la creazione di un *virtual ground*, la tensione di alimentazione globale è di soli 3.3 V e la tensione inversa di bias sarebbe troppo ridotta.

Adottando invece lo schema di figura 4.34 è possibile, contemporaneamente, polarizzare inversamente il fotodiodo con una tensione circa pari a  $V_{AL}$  e disaccoppiare la componente continua della corrente tramite  $C_D$ .

Dimensionando opportunamente la costante di tempo del circuito

$$\tau_{\rm D} = (\mathrm{R}_{\mathrm{BIAS}} // \mathrm{R}_{\mathrm{LOAD}}) \cdot \mathrm{C}_{\mathrm{D}},$$

la componente continua della corrente del fotodiodo vedrà una resistenza equivalente pari a  $R_{BIAS}$  mentre la componente di segnale vedrà il parallelo delle due resistenze. Con  $R_{LOAD} \gg R_{BIAS}$ , la tensione  $V_{OUT}$  sarà sostanzialmente il prodotto tra la corrente di segnale e  $R_{BIAS}$ .



Figura 4.34: Schema alternativo di polarizzazione del fotodiodo.

Il dimensionamento di  $R_{BIAS}$  influisce inoltre sul livello di illuminazione costante (solare) tollerabile. Un elevato valore di resistenza produrrebbe infatti, a parità di corrente di segnale, una maggiore tensione  $V_{OUT}$ , ma contemporaneamente sposterebbe, a parità di corrente solare, il catodo del fotodiodo verso la tensione di riferimento. Nel caso in cui

$$R_{BIAS} \cdot I_D \ge V_{AL}$$

il fotodiodo sarebbe infatti cortocircuitato alla tensione di riferimento e non vi sarebbero più variazioni di tensione ai suoi capi.

Sperimentalmente, si è illuminato il fotodiodo con un faretto alogeno a luce spot di 1 kW di potenza e, con  $V_{AL} = 3.3 V$  e  $R_{BIAS} = 12 k\Omega$ , il sistema continuava a funzionare regolarmente fino ad una distanza di circa 40 cm dalla sorgente luminosa.

Successivamente al disaccoppiamento, il segnale deve venire amplificato per poter poi essere nuovamente tradotto in livello logico. Il livello di amplificazione deve essere notevole per permettere una buona sensibilità di ricezione e il guadagno in tensione dovrà essere nell'ordine delle migliaia.

Un guadagno così elevato non è generalmente ottenibile con un singolo stadio di amplificazione, sia per problemi di stabilità dati dal cross-talk tra ingresso e uscita, che per limitazioni della banda risultante al crescere del guadagno.

L'impiego di stadi di amplificazione multipli consentirebbe quindi, da un lato, di aumentare il guadagno di ricezione e di ridurre, a parità di distanza, la corrente di accensione dei LED in trasmissione. Il risparmio di potenza in trasmissione si tradurrebbe però in un più elevato consumo al ricevitore per la presenza di un maggior numero di componenti. Inoltre, se la corrente nei LED influisce sul consumo solo durante la fase di trasmissione, il consumo del ricevitore è continuo e prescinde dalla presenza di dati sul canale.



Figura 4.35: Schema di principio del ricevitore ottico.

Per l'implementazione della funzione di interrupt al ricevitore, sarà inoltre necessaria la realizzazione di un filtro passa banda che, per poter rilevare con sufficiente accuratezza la presenza del segnale ad 1 kHz, dovrà anch'esso essere di tipo attivo.

Tenuto conto di queste considerazioni, lo schema di principio di figura 4.35 rappresenta un buon compromesso tra elevata amplificazione e consumo ridotto. La separazione del ricevitore in due rami dopo una prima amplificazione, consente inoltre la rimozione del ramo *Interrupt* in quei ricevitori che non abbiano bisogno di questa funzione. Come, ad esempio, gli slave di un sistema single-master.

Il filtro passa alto indicato nello schema è realizzato dallo stesso condensatore di disaccoppiamento  $C_D$  di figura 4.34. Per non avere attenuazioni del segnale di interrupt ad 1 kHz, il polo del filtro passa alto dovrà essere ad una frequenza minore di 100 Hz. Si ha quindi:

$$f_D = \frac{1}{2\pi \tau_D} \le 100 \,\mathrm{Hz}$$

da cui

$$\tau_D = \frac{1}{2\pi f_D} \ge 1.6 \,\mathrm{ms.}$$

Il valore esatto della capacità dipenderà dall'impedenza di ingresso del primo stadio di amplificazione.

Per la realizzazione dei due stadi di amplificazione da 30 dB si è scelto lo schema di figura 4.36.

L'amplificatore operazionale utilizzato è un LMH6618 della National Semiconductor, che presenta tra le caratteristiche principali tipiche:

- GBWP (Gain-Bandwidth Product): 71 MHz (small-signal 120 MHz);
- slew rate:  $46 \text{ V}/\mu\text{s}$ ;
- tensione di offset (massima):  $\pm 1 \,\mathrm{mV}$ ;


Figura 4.36: Schema dello stadio di amplificazione con guadagno  $30\,\mathrm{dB}.$ 

- corrente di bias (massima):  $-2.6 \,\mu\text{A}$  (PNP attivo),  $+1.8 \,\mu\text{A}$  (NPN attivo);
- corrente di alimentazione (massima): 1.7 mA;
- rail-to-rail input/output;
- VIP10 dielectrically isolated complementary bipolar process (vedi capitolo 5).

La configurazione di figura 4.36 è caratterizzata dalla seguente funzione di trasferimento:

$$H(s) = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} = 1 + \frac{R_2 / \frac{1}{sC_2}}{R_1 + R_3 / \frac{1}{sC_3}} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3} \frac{(1 + sR_3C_3)}{(1 + sR_3C_3)(1 + sR_2C_2)}$$

in cui si individuano i seguenti punti critici

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_3 C_3},$$
  
$$f_{p1} = \frac{R_1 + R_3}{2\pi R_1 R_3 C_3},$$
  
$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2},$$



Figura 4.37: Diagramma di Bode della risposta in frequenza dello stadio di amplificazione.

e i seguenti guadagni

$$H(0) = 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_3},$$
$$H(f_{\text{in-band}}) \cong 1 + \frac{R_2}{R_1},$$
$$H(f_{\text{in-band}}) = \frac{1}{R_1 + R_3},$$

 $\cos$ 

$$f_{\text{in-band}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3 C_2 C_3}}.$$

L'approssimazione di  $H(f_{in-band})$  è verificata solo per  $f_{p2} \gg f_{p1}$ . Il grafico di Bode della funzione di trasferimento è riportato in figura 4.37.

Questa configurazione presenta il vantaggio di poter avere un guadagno in banda elevato (con  $R_2 \gg R_1$ ) senza amplificare le componenti al di sotto della frequenza  $f_z$ .

Oltre al disaccoppiamento della componente continua della corrente del fotodiodo, è infatti necessario separare dalla componente di segnale ad 1 MHz altre fonti di rumore come le luci ad incandescenza (principalmente intorno ai 100 Hz) e le luci fluorescenti (che, con alimentazione elettronica, creano disturbi principalmente nel range  $20 \div 40$  kHz).

Il polo alla frequenza  $f_{p2}$ , introdotto dal condensatore  $C_2$ , serve invece per garantire la stabilità del sistema retroazionato. Con una sorgente principalmente capacitiva come il fotodiodo, l'amplificatore tende infatti a diventare instabile, con oscillazioni e saturazioni non controllate. Il polo dovrà comunque essere posizionato in modo da non attenuare, per quanto possibile, il segnale utile.

La resistenza  $R_3$  consente inoltre di bilanciare la resistenza equivalente vista dai terminali di ingresso dell'operazionale per compensare l'effetto delle correnti di bias. Con amplificazione elevata si tenderebbe infatti ad avere una  $R_1$  piccola che dominerebbe il parallelo  $R_2 // R_1$  visto dal terminale invertente, costringendo a ridurre l'impedenza di ingresso dello stadio vista dal terminale non invertente. Con questa configurazione invece, la corrente di bias vedrà al terminale invertente la resistenza  $R_2 // (R_1 + R_3)$  e sarà possibile mantenere una resistenza più elevata in ingresso allo stadio.

Si impone quindi la frequenza  $f_{\rm p1}=200\,\rm kHz$ e con i componenti

$$R_{1} = 560 \Omega,$$
  

$$R_{2} = 18 \text{ k}\Omega,$$
  

$$R_{3} = 470 \text{ k}\Omega,$$
  

$$C_{2} = 1.8 \text{ pF},$$
  

$$C_{3} = 1.2 \text{ nF},$$

si ottengono i parametri

$$H(0) = 1.04 = 0.33 \,\mathrm{dB},$$
  
 $H(f_{\text{in-band}}) \cong 33.1 = 30.4 \,\mathrm{dB},$   
 $f_z = 238 \,\mathrm{Hz},$   
 $f_{p1} = 237 \,\mathrm{kHz},$   
 $f_{p2} = 4.91 \,\mathrm{MHz}.$ 

Siccome la combinazione tra distanze dei punti critici e differenze tra i guadagni non è tale da consentire nel circuito risultante le approssimazioni utilizzate, si procede ad una simulazione della risposta in frequenza ottenendo il grafico di figura 4.38 ed i seguenti guadagni:

$$H(0) = 1.04 = 0.33 \,\mathrm{dB},$$
  
 $H(1 \,\mathrm{kHz}) = 1.05 = 0.40 \,\mathrm{dB},$   
 $H(1 \,\mathrm{MHz}) \cong H(f_{\mathrm{in-band}}) = 31.7 = 30.0 \,\mathrm{dB}.$ 

Questo stadio sarà quindi utilizzabile sia per la prima amplificazione, comune sia al ramo *Data* che al ramo *Interrupt*, che per la seconda ulteriore amplificazione per il solo ramo *Data*.

Per quanto riguarda il ramo di interrupt, è necessario un filtraggio di tipo passa-banda che selezioni la frequenza di 1 kHz. Per ottenere migliori caratteristiche di filtraggio, una minore sensibilità alle tolleranze circuitali e una modesta amplificazione, è obbligatorio l'utilizzo di un filtro attivo di secondo ordine. Per contenere i consumi, si limiterà la scelta alle configurazioni a singolo operazionale, ma rimangono comunque possibili diverse alternative [34, 44].

La prima è rappresentata da un filtro a reazione positiva di tipo Sallen-Key. Questa topologia presenta diversi vantaggi, tra cui la semplicità realizzativa e la bassa



Figura 4.38: Risposta in frequenza della risposta dello stadio di amplificazione (simulazione).

sensibilità dei parametri del filtro (come la frequenza di progetto) alle tolleranze dei componenti. Il Q (fattore di qualità) ottenibile è però limitato (generalmente minore di 5), così come il livello di amplificazione e i margini di stabilità.

La seconda alternativa è rappresentata da una struttura *multiple feedback* (MFB) che, utilizzando una reazione negativa, garantisce migliori margini di stabilità. Anche il Q ottenibile è maggiore rispetto alla struttura Sallen-Key (con un massimo intorno a 10), ma il rapporto necessario tra i valori dei componenti può diventare molto elevato. Questo porterebbe il filtro ad avere impedenze di ingresso troppo ridotte o impedenze di uscita troppo elevate, influendo sulle prestazioni del circuito quando collegato ad altri elementi del sistema. Inoltre, anche in questo caso, l'amplificazione rimane comunque limitata dal valore del Q.

Una terza alternativa è rappresentata infine dalla struttura *modified multiple-loop feedback* (MMFB) di figura 4.39, introdotta da Deliyannis [8] e spesso conosciuta con questo nome. Questa configurazione passa-banda combina l'utilizzo di una reazione negativa, per una migliore stabilità, con un certo livello di reazione positiva, in modo da ridurre, a parità di Q, il rapporto massimo tra i componenti.

Quest'ultima realizzazione risulta essere il miglior compromesso per l'utilizzo nel ricevitore, garantendo elevati valori di Q e di guadagno con valori ragionevoli dei componenti.

La funzione di trasferimento del filtro passa-banda MMFB risulta essere [21]:

77 . 1

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{-s \frac{K+1}{R_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{K}{R_1 C_2}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$



Figura 4.39: Filtro modified multiple-loop feedback (MMFB) passa-banda [21].

con K =  $\frac{R_A}{R_B}$  e R<sub>1</sub> = R'<sub>1</sub> // R<sub>3</sub>. Tramite *matching* dei coefficienti con la funzione di trasferimento normalizzata

$$H(s) = \frac{s H_0\left(\frac{\omega_n}{Q}\right)}{s^2 + s \left(\frac{\omega_n}{Q}\right) + \omega_n^2},$$

si ottiene:

$$\begin{split} \omega_n &= \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \\ Q &= \left[ \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \left( \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} - K \frac{R_1}{R_2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) \right]^{-1}, \\ H_0 &= \frac{\frac{K+1}{R_1 C_1}}{\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} - \frac{K}{R_1 C_2}}. \end{split}$$

Huelsman [21] fornisce anche una procedura di calcolo per la sintesi del filtro con capacità di valore uguale. I passi consigliati e i valori utilizzati per il progetto (frutto, in realtà, di iterazioni successive del procedimento) sono i seguenti:

- si sceglie un valore ragionevole di capacità  $C = C_1 = C_2 = 10 nF;$
- $\bullet\,$ si calcola, imponendo  $\mathbf{Q}=10,$ il parametro

$$m_0 = \frac{1}{4Q^2} = 0.0025$$

che determinerebbe, in assenza di reazione positiva, il rapporto tra le resistenze  $R_1 \in R_2$ ;

• si sceglie un valore per il parametro m = 0.035 tale che

$$m_0 \leq m \leq 1;$$

si noti che la scelta di questo valore è determinante per il calcolo dei valori di resistenza incogniti ed è il principale parametro che deve essere sottoposto ad iterazione;

• con il valore m scelto, si determina il rapporto

$$K = \frac{R_A}{R_B} = 2m - \frac{\sqrt{m}}{Q} = 0.05129$$

e, scelto un valore di  $R_B = 27 k\Omega$ , si ottiene  $R_A = K R_B = 1.385 k\Omega$ , approssimato con il valore commerciale di  $1.5 k\Omega$ ;

• sempre in base al valore di m scelto e con

$$\omega_n = \frac{f_n}{2\pi} = \frac{1\,\mathrm{kHz}}{2\pi} = 6.283\,\mathrm{krad/s},$$

si determinano

$$R_2 = \frac{1}{\omega_n C \sqrt{m}} = 85.072 \,\mathrm{k}\Omega$$
$$R_1 = m R_2 = 2.978 \,\mathrm{k}\Omega$$

e si approssima  $R_2$  con il valore commerciale di  $82 k\Omega$ ;

• Il valore di m determina anche in maniera univoca il guadagno

$$|H_0| = \frac{K+1}{2m-K} = 56.2;$$

volendo ottenere un guadagno minore, la resistenza  $R_1$  viene realizzata con il partitore formato da  $R'_1$  e  $R_3$ ; indicando con  $|H'_0| = 25$  il valore di guadagno desiderato (con  $|H'_0| < |H_0|$ ), si ottengono

$$\begin{aligned} R_1' &= R_1 \, \frac{|H_0|}{|H_0'|} = 6.693 \, \mathrm{k}\Omega, \\ R_3 &= \frac{R_1}{1 - \frac{|H_0'|}{|H_0|}} = 5.364 \, \mathrm{k}\Omega, \end{aligned}$$

approssimati con i valori commerciali  $R'_1 = 6.8 k\Omega$  e  $R_3 = 5.6 k\Omega$ .

Calcolando i parametri del filtro a partire dai componenti commerciali scelti, si ottengono i seguenti valori nominali:

$$f_n = 1.003 \,\mathrm{kHz}$$
  
 $Q = 10.003$   
 $|H'_0| = 24.6$ 

Il parametro m può quindi essere scelto liberamente nel campo di valori precedentemente specificato per ottenere valori ottimali dei componenti. Si noti però che, oltre che sui componenti, la scelta di m ha altri due effetti molto importanti:

- determina in maniera univoca, dato un certo Q, il valore di  $|H_0|$  (che diminuisce al crescere di m);
- determina la sensibilità del parametro Q alle variazioni dei valori dei componenti passivi.

Definendo la sensibilità relativa del parametro y alle variazioni della grandezza x come

$$S_x^y \triangleq \frac{\partial y}{\partial x} \frac{x}{y} = \frac{\partial y/y}{\partial x/x} = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)}$$

si hanno, per il filtro MMFB utilizzato, le seguenti sensibilità [8]:

$$S_{C_{1,2}}^{Q} = \pm Q\sqrt{m} - \frac{1}{2}$$
$$S_{C_{1,2}}^{\omega_n} = -\frac{1}{2}$$
$$S_{R_{1,2}}^{Q} = \mp 2Q\sqrt{m} + \frac{3}{2}$$
$$S_{R_{1,2}}^{\omega_n} = -\frac{1}{2}$$

Scegliendo un valore molto piccolo per m, è quindi possibile diminuire la sensibilità di Q alle tolleranze dei componenti e aumentare contemporaneamente il guadagno. L'aumento del guadagno è però rapido (nel caso in esame, un valore di m = 0.01 corrispondeva ad un  $|H_0| = 101$ ) e potrebbe non essere desiderabile.

Si renderebbe allora necessaria una diminuzione, a parità di  $R'_1$ , del valore di  $R_3$ . Sebbene questo sia in teoria lecito (compatibilmente con il GBWP dell'operazionale), sperimentalmente si è riscontrato che la diminuzione di  $R_3$  (e quindi di  $R_1$ ) tende a far diventare il filtro MMFB sempre più simile ad un oscillatore a rilassamento (vedi figura 4.40). Il filtro diventa così instabile e oscilla generando un'onda quadra.

Con un'opportuna scelta dei componenti comunque, il filtro rimane stabile e presenta ottime caratteristiche di selettività e amplificazione.



Figura 4.40: Oscillatore a rilassamento.

Nelle figure 4.41a e 4.42a sono riportati i risultati di due simulazioni Monte Carlo che valutano, su 5000 campioni, le distribuzioni di Q e  $f_n$  e per diversi valori di tolleranza dei componenti. Le resistenze sono, in entrambe le figure, supposte di tolleranza 1%, un valore ormai comune per i componenti SMD. Il valore di tolleranza più critico è invece quello dei condensatori, che generalmente hanno tolleranze del 10%. In figura 4.41a si può osservare che una tolleranza così elevata comporta una variazione (massima) del 12% per la frequenza centrale e di più del 50% per il Q. In figura 4.42a si vede invece che una tolleranza dell'1% per entrambi i condensatori permette di ottenere una variazione massima dell'1.8% per la frequenza centrale e del 13% per il Q.

Per valutare come questa variazione nei parametri caratteristici del filtro si rifletta sull'impiego circuitale, nelle figure 4.41b e 4.42b viene anche valutato il livello di amplificazione alla frequenza nominale di 1003 Hz. Supponendo infatti che un trasmettitore che intende segnalare la condizione di interrupt emetta una sinusoide esattamente alla frequenza nominale, al ricevitore il comparatore che segue il filtro vedrà una sinusoide la cui ampiezza di picco dipende sia dalla variazione del Q che dalla variazione della f<sub>n</sub>. In figura 4.41b si osserva come, con condensatori al 10%, il guadagno alla frequenza nominale possa ridursi quasi del 60% rispetto al valore di progetto di 24.6 (il possibile aumento del guadagno è maggiore, ma non pregiudicherebbe il funzionamento del circuito). In figura 4.41b si vede invece che con condensatori all'1% la situazione migliora drasticamente e si ha una riduzione massima del 12%, fino ad un livello di amplificazione minimo di 21.7.

Sarà quindi necessario utilizzare per il filtro condensatori di precisione che, seppur di costo piuttosto elevato (più di  $2 \in$  al pezzo), sono necessari per un corretto funzionamento del circuito.

Rimangono infine da progettare i comparatori che, in entrambi i rami, hanno il compito di determinare l'originale valore binario del segnale analogico fin qui amplificato.

Per la ricezione dati è stato scelto lo schema di figura 4.43 che effettua la comparazione tra il segnale  $V_{IN}$ , proveniente dall'amplificatore, e il valore medio del segnale stesso. Viene inoltre introdotto un offset tramite la resistenza  $R_{O1}$  che evita transizioni dell'uscita in assenza di segnale dovute al rumore.

La determinazione dinamica della soglia di scatto si rende necessaria per permettere il corretto funzionamento del sistema indipendentemente dalla potenza del segnale ricevuto, che può variare di molto in base alla distanza e alle riflessioni. Con potenze elevate infatti, le code di discesa del segnale successive all'impulso luminoso, che presentano un transitorio piuttosto lungo anche rispetto alla fase di salita, potrebbero falsare i risultati di una comparazione a soglia fissa tarata per potenze minori.

La comparazione con il valore medio del segnale risolve questo problema, ma la costante di tempo  $\tau_{T1} = (R_{T1} // R_{O1}) \cdot C_{T1}$  dovrà anche essere sufficientemente veloce da evitare la coda del primo impulso dopo un periodo di inattività (o dopo la trasmissione di molti zeri consecutivi). Un buon compromesso è stato determinato essere:

$$\tau_{\rm T1} \cong t_{\rm bit} = 1\,\mu s.$$

Volendo ottenere una tensione di offset  $V_{offs} \ge 50 \text{ mV}$  con  $V_{AL} = 3.3 \text{ V}$ , da

$$V_{\rm offs} = V_{\rm AL}\,\frac{R_{\rm T1}}{R_{\rm O1}+R_{\rm T1}}$$

si ricava

$$\frac{R_{O1}}{R_{T1}} \leq \frac{V_{AL}}{V_{offs}} - 1 = 65.$$

Una scelta adeguata di componenti risulta essere:

$$\begin{split} R_{T1} &= 150\,\Omega\\ R_{O1} &= 8.2\,\mathrm{k}\Omega\\ C_{T1} &= 6.8\,\mathrm{nF} \end{split}$$

con cui si ottiene:

$$V_{\rm offs} = 59 \,\mathrm{mV}$$
$$\tau_{\rm T1} = 1.02 \,\mu\mathrm{s}$$

Per il comparatore integrato, si sceglie il MAX941 della Maxim Integrated Products (disponibile anche in versione doppia nel MAX942), che presenta le seguenti caratteristiche:



Figura 4.41: Distribuzione dei valori di Q,  $f_n$  e guadagno alla frequenza nominale con tolleranze del 10% per i condensatori e dell'1% per le resistenze.



Figura 4.42: Distribuzione dei valori di Q,  $f_n$  e guadagno alla frequenza nominale con tolleranze dell'1% per condensatori e resistenze.



Figura 4.43: Comparatore per il ramo Data.

- ritardo di propagazione: 80 ns (con overdrive di 50 mV);
- ingressi rail-to-rail;
- uscita push-pull: swing minimo  $0.4 \text{ V} \div (\text{V}_{\text{CC}} 0.4) \text{ V};$
- tensione di offset (massima): 3 mV;
- isteresi interna (massima):  $\pm 4 \,\mathrm{mV}$ ;
- corrente di alimentazione (massima):  $600 \,\mu\text{A}$  (MAX942:  $500 \,\mu\text{A}$ , per comparatore);
- processo bipolare;

Il comparatore per il ramo di interrupt presenta invece minori criticità, essendo la frequenza del segnale limitata e non essendo presenti distorsioni grazie al filtro passa-banda.

Bisogna comunque tenere presente che l'elevato Q del filtro implica un transitorio prima dell'entrata a regime del sistema. Sperimentalmente, partendo da una condizione di riposo, si è determinato che sono necessari almeno 4 cicli del segnale ad 1 kHz prima che l'ampiezza del segnale in uscita al filtro coincida con la componente in ingresso. Questo imporrà un vincolo sulla durata minima della trasmissione di un segnale a bassa frequenza e limiterà la velocità di risposta ad una segnalazione di interrupt.

Tuttavia ciò non pregiudica la funzionalità del sistema, essendo le dinamiche di una richiesta di interrupt su scale temporali più lunghe, dell'ordine delle decine di secondi.

La scelta ricade quindi sullo schema di figura 4.44, simile al precedente ad alta velocità, ma con la presenza del rivelatore di picco formato da  $D_S$ ,  $C_P$  ed  $R_P$ . La



Figura 4.44: Comparatore per il ramo Interrupt.

costante di tempo  $\tau_{\rm P}$  di scarica del rivelatore sarà tale da garantire, tra una sinusoide e la successiva, una scarica della tensione ai capi di C<sub>P</sub> minore del 5% del valore di picco. Questo per ottenere un inviluppo abbastanza fedele del segnale in uscita dal filtro, mantenendo comunque una discreta velocità di ripristino del comparatore alla fine di una segnalazione di interrupt.

Il filtraggio effettuato da  $R_{T3}$  e  $C_{T3}$  è caratterizzato invece da una costante di tempo molto più lunga e viene utilizzato per adattare la soglia del comparatore alla tensione media in uscita dal filtro in condizione di riposo. Questa tensione, seppur fissa, potrebbe infatti variare con una eventuale variazione per ragioni termiche della tensione di forward del diodo Schottky  $D_S$  (un BAT54 con  $V_f \leq 240 \text{ mV}$  con  $I_f \leq 0.1 \text{ mA}$ ). Indicativamente, si sceglie  $\tau_{T3} \cong 10 \tau_P$ .

La resistenza  $R_{O2}$  serve invece, come nel precedente circuito di comparazione, per introdurre un offset  $V_{offs} \ge 100 \text{ mV}$  che rappresenterà l'effettiva soglia di scatto.

Con le considerazioni fin qui effettuate e considerando le relazioni

$$\tau_P \cong C_P R_P \text{ con } R_{T3} \gg R_P$$
  
$$\tau_{T3} \cong C_{T3} R_{T3} \text{ con } R_{O2} \gg R_{T3}$$
  
$$V_{\text{offs}} \cong (V_{\text{AL}} - V_{\text{in-standby}}) \frac{R_{T3}}{R_{T3} + R_{O2}}$$

 ${\rm con}~V_{\rm in-standby} = V_{\rm AL}/2$  si ottiene

$$\frac{R_{O2}}{R_{T3}} \le \frac{V_{AL}/2}{V_{offs}} - 1 = 15.5.$$

Per ottenere una scarica del rivelatore di picco del 5% in 1 ciclo della sinusoide (1 ms), si dovrà avere

$$\ln(1-0.05) \tau_{\rm P} = 1 \,\mathrm{ms}$$

da cui

$$\tau_{\rm P} \cong \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0.05} = 20 \,\mathrm{ms}.$$

Scegliendo i seguenti valori per i componenti:

$$R_P = 22 \,\mathrm{k}\Omega$$
$$R_{T3} = 100 \,\mathrm{k}\Omega$$
$$R_{O3} = 1.5 \,\mathrm{M}\Omega$$
$$C_P = 1 \,\mu\mathrm{F}$$
$$C_{T3} = 2.2 \,\mu\mathrm{F}$$

si ottengono i parametri

$$\tau_P \cong 22 \,\mathrm{ms}$$
  
 $\tau_{T3} \cong 220 \,\mathrm{ms} = 10 \,\tau_P$   
 $V_{\mathrm{offs}} = 103 \,\mathrm{mV}$ 

in accordo con le specifiche.

In appendice A è possibile trovare lo schema complessivo del ricevitore. Si noti la presenza, all'ingresso del primo stadio di amplificazione e dopo il condensatore di disaccoppiamento, di un partitore di tensione resistivo che posiziona la componente continua del segnale a metà della tensione di alimentazione. Questo partitore è formato da due resistenze da  $39 \,\mathrm{k}\Omega$  in modo da bilanciare la resistenza vista dai due ingressi dell'operazionale del primo stadio, che vede sul terminale invertente una resistenza equivalente di circa  $18 \,\mathrm{k}\Omega$ . Negli stadi di amplificazione successivi non è invece necessario un adattamento della componente continua in quanto il guadagno per frequenza nulla è unitario.

Sono poi presenti i condensatori di disaccoppiamento dell'alimentazione degli operazionali (da 200 nF e 10 nF per ogni stadio) e un filtro RC sulla tensione di alimentazione del bias del fotodiodo e del partitore in ingresso al primo stadio. Questo filtraggio, effettuato con una costante di tempo maggiore di 3 ms, è necessario per garantire che i minimi disturbi sull'alimentazione generati (nonostante i disaccoppiamenti delle alimentazioni) soprattutto dai comparatori vengano visti come segnale dallo stadio di ingresso. La caduta di tensione generata dalla resistenza da  $680 \Omega$  è trascurabile per la bassa corrente assorbita dai due circuiti.

Complessivamente, i consumi approssimativi dei circuiti di interfaccia (con alimentazione a 3.3 V) sono:

- circa  $200 \,\mu\text{A}$  per un trasmettitore in grado di emettere un segnale di interrupt;
- circa 5 mA per un ricevitore con il solo ramo *Data*;

• circa 7.5 mA per un ricevitore con ramo Data e ramo Interrupt.

Questi consumi non tengono conto della corrente impiegata per l'illuminazione del LED, che sarà richiesta solamente durante la fase trasmissione. Questa corrente dovrà inoltre essere decisa (così come alcune delle soglie di comparazione supposte nei calcoli precedenti) in base alle caratteristiche del sistema finale in cui i moduli di ricetrasmissione si troveranno ad operare. Nel caso in cui i moduli siano in visibilità diretta o venga utilizzata una qualche modalità di propagazione guidata, la potenza richiesta per la trasmissione può infatti essere ridotta di molto rispetto ad un caso meno ottimale.

A livello indicativo, nei test è stata utilizzata per l'accensione dei LED una corrente di  $350 \,\mathrm{mA}$  di picco che, con duty-cycle del 20% a  $3.3 \,\mathrm{V}$ , corrisponde ad un consumo di circa  $230 \,\mathrm{mW}$ . Questa corrente consentiva una comunicazione ottimale fino a circa  $2.5 \,\mathrm{m}$  di distanza.

## 4.2 Livello Collegamento

Il livello collegamento nel modello OSI è quella parte del protocollo che si occupa di definire le procedure per il trasferimento dei dati tra due entità della stessa rete e di gestire (ed eventualmente correggere) errori che possano verificarsi nel livello fisico.

Per consentire il corretto completamento della comunicazione, il livello collegamento deve innanzitutto gestire la fase di arbitrazione di canale. In un sistema di comunicazione come quello sviluppato in questa tesi, il canale (eventualmente ridondato) è infatti condiviso da tutte le unità ed è necessario un meccanismo che assegni *la parola* in maniera univoca per evitare collisioni.

Sono possibili sostanzialmente due approcci: un'organizzazione multi-master o un'organizzazione single-master.

Con l'approccio *multi-master*, ogni unità sulla rete può decidere di iniziare la comunicazione in qualunque momento, a seconda delle proprie necessità di comunicazione e delle condizioni di disponibilità del canale. L'unità attenderà quindi il completamento di eventuali comunicazioni in corso e, una volta che il canale sia stato decretato libero, inizierà la propria trasmissione. In questo modo rimane però possibile la collisione tra due unità che, entrambe in fase di attesa, inizino la trasmissione esattamente nello stesso istante o comunque con uno scarto inferiore alla risoluzione temporale dei due sistemi.

La collisione a questo punto potrà essere gestita in due modi:

- entrambe le unità proseguono per un certo periodo nella trasmissione fino a quando, rilevata la collisione, la comunicazione viene interrotta e l'errore viene comunicato ad eventuali altre unità in ascolto;
- avviene un'arbitrazione implicita, in cui un'unità a priorità inferiore che rilevi la trasmissione contemporanea di un'unità a priorità maggiore abbandonerà in maniera trasparente la comunicazione perdendo l'arbitrazione.

Il primo metodo è ovviamente meno efficiente, in quanto avviene una collisione distruttiva che implica una riduzione dell'efficienza di trasmissione del protocollo. Il secondo caso consente invece un accesso deterministico al canale con un'arbitrazione distribuita ed è lo stesso meccanismo di CSMA/BA impiegato da I<sup>2</sup>C e CAN

La *bitwise arbitration* presenta quindi notevoli vantaggi ed è applicabile anche al livello fisico fin qui sviluppato.

Per l'applicazione di questa tecnica è infatti necessario che, come nel CAN, sia possibile definire per il livello fisico due stati *dominant* e *recessive* che interagiscano come illustrato dalla tabella 3.1. Nel caso dell'utilizzo della codifica RZI, il livello dominant è rappresentato dalla presenza di un impulso mentre il livello recessive è rappresentato dall'assenza di un impulso. L'implementazione di questa tecnica con l'accoppiamento ottico potrebbe però presentare alcuni problemi. È necessario innanzitutto garantire che l'intervallo di tempo che intercorre tra l'emissione di un impulso da parte di un microcontrollore e la ricezione dello stesso impulso da parte di un microcontrollore diverso sia inferiore al tempo di bit. Questo è un requisito essenziale per il corretto funzionamento della bitwise arbitration e, considerando le varie fasi di chiusura del MOS di trasmissione, l'accensione del LED, i diversi stadi di amplificazione in ricezione e la comparazione finale con soglia adattativa, potrebbe non essere soddisfatto.

Inoltre, rimane l'eventualità che un ricevitore possa venire *accecato* da un trasmettitore vicino impedendo la corretta, contemporanea ricezione degli impulsi di un trasmettitore più lontano. Sebbene questo non sia un problema in condizioni di normale funzionamento per l'utilizzo di soglie adattative, durante la fase di arbitrazione gli impulsi forti e gli impulsi deboli possono alternarsi a distanza di un solo tempo di bit, non consentendo l'adattamento della soglia e quindi la corretta interpretazione di quelli più deboli.

Per questi motivi e perlomeno in una prima fase, si è scelto l'utilizzo di un approccio *single-master* nello sviluppo del livello collegamento. L'unico *master* presente sul canale sarà quindi la sola unità autorizzata a trasmettere liberamente e si occuperà di interrogare periodicamente le varie unità *slave* gestendo così in maniera centralizzata l'arbitrazione.

Ad una prima analisi, questo tipo di approccio può sembrare sconveniente e limitante per la flessibilità del canale. Non bisogna però dimenticare che nell'architettura AraMiS è già presente un nodo centrale di controllo, localizzato nell'OBC, che tramite l'on-board data bus si occupa di inviare comandi alle varie mattonelle di power management e di interrogare i vari moduli per la lettura dei dati di telemetria. Non sono inoltre previsti casi in cui un'unità (che non sia l'OBC) debba poter trasmettere liberamente sul canale, se non nel caso di segnalazione di interrupt gestibile con il canale a bassa frequenza.

Nella definizione del formato del pacchetto si è tenuto inoltre conto del tipo di processori utilizzati, gli MSP430 della Texas Instruments. Questi processori contengono una periferica di comunicazione asincrona (USCI, Universal Serial Communication Interface) piuttosto completa che permette, fino ad ora, di svolgere tutti i compiti di trasmissione e ricezione asincrona con codifica e decodifica dei segnali (vedi figura 4.45).

Per mantenere la compatibilità con i processori MSP430 ed evitare la necessità di periferiche esterne di gestione del protocollo, si sceglie di definire il pacchetto secondo lo standard seriale asincrono, con un bit di start, 8 bit di dati e un bit di stop.

Questo introduce automaticamente un overhead del 20% nel protocollo (2 bit su 10), ma consente di utilizzare per la comunicazione le semplici periferiche integrate nell'MSP430 e permette la trasmissione di pacchetti relativamente lunghi senza



Figura 4.45: Schema interno della USCI in modalità UART di un processore della famiglia MSP430x2xx Texas Instruments [24].

4.2 – Livello Collegamento



Figura 4.46: Formato proposto del pacchetto.

l'utilizzo di complicate tecniche di embedding e recovery del clock.

Il formato di pacchetto proposto può essere osservato in figura 4.46 ed è composto dai seguenti campi:

- Identifier: 8 bit identificatori dello slave destinatario o sorgente del messaggio;
- SEQ: 1 bit di sequenza per il rilevamento della perdita di un pacchetto;
- Data Length: 7 bit che indicano il numero di *word* di dati contenute nel pacchetto, con un massimo di 127 word pari a 256 byte;
- Data Bytes: i byte di dati trasportati dal pacchetto;
- CRC: controllo di ridondanza ciclico a 16 bit del pacchetto applicato su tutti i campi precedenti (compresi Identifier, SEQ, Data Length e Data Bytes e escludendo i bit di start e stop)

Qualunque pacchetto che raggiunga un'unità di comunicazione e che non superi il controllo del CRC, dovrà essere immediatamente scartato.

Un normale scambio di dati tra il master e uno slave è illustrato in figura 4.47. Il master trasmette il pacchetto con SEQ = 0 verso lo slave, che risponde con un pacchetto di acknowledge contenente il proprio ID e SEQ uguale a quello del pacchetto a cui si riferisce. Il pacchetto potrà contenere eventuali dati di risposta che lo slave debba trasferire verso il master. Ricevuto l'acknowledge, il master può trasmettere il pacchetto successivo che dovrà avere SEQ = 1. Il pacchetto ancora successivo tornerà ad avere SEQ = 0.

La prima condizione di errore, mostrata in figura 4.48, è rappresentata dalla perdita del pacchetto inviato dal master allo slave (dove con perdita del pacchetto si intende qualunque condizione di errore che abbia portato il pacchetto ad essere scartato dall'unità ricevente). Come si può osservare dalla figura, non essendo mai giunto il pacchetto allo slave e non essendo mai stato inviato un acknowledge, il master entra in una condizione di timeout e invia nuovamente il pacchetto con lo



Figura 4.47: Scambio di dati tra master e slave senza errori.



Figura 4.48: Scambio di dati tra master e slave con perdita del pacchetto dati inviato dal master.



Figura 4.49: Scambio di dati tra master e slave con perdita dell'acknowledge.

stesso SEQ. Lo slave riceverà correttamente il pacchetto e confermerà con il relativo pacchetto di acknowledge.

La seconda condizione di errore, mostrata in figura 4.49, si verifica con la perdita di un pacchetto di acknowledge inviato dallo slave. Anche in questo caso, come nel precedente, il trasmettitore suppone che il pacchetto inviato sia andato perso e procede, dopo il timeout, alla ritrasmissione. Lo slave riceverà quindi un pacchetto fuori sequenza con SEQ = 0 e lo consegnerà ai livelli superiori segnalando la ripetizione. Procederà quindi al nuovo invio dell'acknowledge e dei relativi dati. Il master, ricevuta la risposta corretta, considererà completato il ciclo di trasmissione e procederà agli invii successivi.

Il CRC a 16 bit scelto è rappresentato dal polinomio generatore

$$x^{15} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^9 + x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + 1,$$

ottimale per l'utilizzo con messaggi fino a 256 byte in quanto presenta una distanza di Hamming pari a 4 per messaggi da 242 a 2048 bit [26]. Questo significa che il CRC fornisce la garanzia di rilevamento di qualunque errore che modifichi fino a 3 bit mentre errori più lunghi potrebbero, anche se con probabilità molto bassa, non influenzare il CRC calcolato rendendo l'errore non rilevabile.



Figura 4.50: Esempio di utilizzo di un bus guardian [45].

Un compito che sta a metà tra il livello fisico e il livello collegamento, è infine quello del *bus gurdian* [45]. In un sistema a bus condiviso come quello fin qui sviluppato e con un utilizzo in ambito spaziale dei circuiti, è possibile che una delle unità che accedono al canale subisca gli effetti di un Single Event Upset e inizi a trasmettere in continuazione sul canale. Questa è una delle poche condizioni che possono rendere inservibile il canale e l'unico modo per evitarla consiste nell'utilizzo di un dispositivo che sorvegli il trasmettitore pricipale.

In figura 4.50 si può osservare uno schema di principio del sistema in cui sono indicati separatamente i due componenti: il *processing system*, che è il sistema utilizzatore del canale a cui è collegato tramite i *bus drivers*, e il *bus guardian*, che supervisiona il processing system e interviene sui bus drivers. Nel caso in cui il bus guardian rilevi un comportamento anomalo da parte del processing system, potrà inibire la trasmissione disattivando i driver e liberando così il bus. Viene quindi realizzata una stategia fault-tolerant di tipo fail-silent, in cui si garantisce che un guasto ad un nodo del bus potrà comportarne la disattivazione permanente ma non causerà disturbi sul canale.

Nel nostro caso, il bus guardian potrebbe invece intervenire direttamente sull'alimentazione del processing system, anziché inibirne la trasmissione. Questo consentirebbe di resettare il microcontrollore e riuscire eventualmente a recuperarne la funzionalità compatibilmente con il tipo di guasto. Il dispositivo che effettuerebbe il reset è inoltre già presente nel sistema, essendo ogni microcontrollore protetto da un circuito anti latch-up (vedi figura 4.51).

Il bus guardian può essere realizzato a diversi livelli. La realizzazione più sicura consiste in un dispositivo che sia in grado di interpretare i livelli superiori del protocollo utilizzato dal processing system. In questo modo il bus guardian può determinare con certezza se il sistema principale è effettivamente entrato in una condizione di stallo o se la comunicazione è solo più lunga del normale.



Figura 4.51: Esempio di utilizzo di un bus guardian nell'architettura AraMiS.

Questo richiede però la realizzazione di un dispositivo complesso con una macchina a stati opportuna che lavori costantemente alla frequenza di trasmissione. Nel nostro caso, questo aggiungerebbe una complessità eccessiva al sistema.

Con un approccio ad un livello più basso, è però possibile valutare in maniera immediata il numero di impulsi emessi da un trasmettitore. Una volta che il numero di impulsi abbia raggiunto un limite ragionevolmente elevato, una segnalazione del bus guardian può comunicare al microprocessore l'approssimarsi di un reset automatico. Nel caso in cui il processore stia ancora funzionando normalmente, potrà intervenire con un reset del bus guardian o semplicemente interrompendo la comunicazione per qualche istante. Se invece il microprocessore è effettivamente in condizione di stallo, continuerà a trasmettere e verrà resettato dal bus guardian.

La valutazione del numero degli impulsi può essere fatta in maniera digitale, esponendo però il bus guardian stesso a problemi di SEU, o in maniera totalmente analogica, caricando ad esempio un condensatore ad ogni impulso fino ad una certa soglia.

In appendiceA è riportato lo schema di un sistema di questo tipo, in cui un MOS comandato dall'uscita di trasmissione del microcontrollore carica ad ogni impulso un condensatore attraverso un diodo a bassa corrente di leakage inversa (BAS16). La tensione sul condensatore viene comparata con una soglia fissa da determinare in maniera opportuna e può essere resettata attraverso un secondo MOS in parallelo. Il gate del MOS di reset è infine comandato attraverso un filtro passa alto tarato in modo che siano necessari diversi impulsi da parte del microcontrollore per resettare il bus guardian. Si evita così anche che il blocco ad un livello alto dell'uscita del microcontrollore comprometta anche il funzionamento del bus guardian.

4 – Standard proposto

## Capitolo 5 Qualifica dei componenti

La progettazione di un satellite è sottoposta a diversi vincoli, determinati dalle due caratteristiche principali dell'ambiente spaziale: il vuoto e le radiazioni. A causa dell'assenza pressoché totale di atmosfera, non è infatti presente il trasferimento termico dei moti convettivi e l'operazione dei circuiti elettronici è sottoposta a requisiti di minore, o meglio gestita, dissipazione termica. È richiesta inoltre particolare attenzione nella gestione di quei componenti che contengono al loro interno gas pressurizzati e che, a causa della differenza di pressione con l'esterno, potrebbero andare incontro a rotture.

I maggiori effetti sui circuiti elettronici sono però causati dall'elevata quantità di radiazioni dovute alla presenza di particelle ad alta energia. Queste particelle provengono dal nostro stesso sistema solare, dove i processi di fusione all'interno del sole generano elevate quantità di elettroni, protoni, elio ed atomi pesanti che formano il vento solare. Ma provengono anche da sorgenti esterne al sistema solare, come gli ioni pesanti provenienti da nove e supernove, e prendono il nome di raggi cosmici.

Le particelle cariche interagiscono con il campo magnetico terrestre e tendono a raggrupparsi nelle fasce di Van Allen, con gli elettroni confinati principalmente nella fascia esterna e i protoni in quella interna. Sul piano equatoriale, la fascia interna si estende all'incirca tra le quote  $0.1 E_r$  e  $1 E_r$  e la fascia esterna tra le quote  $2 E_r$  e  $5 E_r$ (con raggio terrestre  $E_r = 6378$  km). A latitudini maggiori la fascia esterna raggiunge quote molto più basse e, per orbite LEO, la massima concentrazione di particelle si ha tra i  $45^{\circ}$  e gli  $85^{\circ}$  in entrambi gli emisferi [27]. I livelli di radiazione varieranno quindi a seconda dell'inclinazione dell'orbita del satellite, con concentrazioni relativamente basse per angoli fino a  $30^{\circ}$ . A causa dell'asimmetria del campo magnetico terrestre è però presente, sulla parte sud dell'oceano Atlantico, un'anomalia con concentrazioni di elettroni ad alta energia relativamente elevate (chiamata SAA, South Atlantic Anomaly) in grado di interferire significativamente con i dispositivi elettronici. Gli effetti principali delle radiazioni sui dispositivi elettronici a semiconduttore sono di tre tipi:

- effetti da Total Ionizing Dose (TID);
- Single Event Effects (SEE), suddivisi a loro volta in:
  - Single Event Upset (SEU);
  - Single Event Latch-up (SEL);
- effetti da Displacement Damage.

La Total Ionizing Dose è un parametro di lungo termine che esprime la quantità di radiazione ionizzante complessiva ricevuta da un dispositivo semiconduttore. L'esposizione a questa radiazione causa la generazione di coppie elettrone-lacuna nell'ossido di silicio e negli isolanti in generale. In una struttura MOS a gate spesso, la generazione delle cariche avverrà principalmente nell'ossido di gate: alcuni degli elettroni generati si ricombineranno e i rimanenti, per l'elevata mobilità, usciranno immediatamente dall'ossido. Le lacune che non si siano ricombinate invece, che nell'ossido di silicio hanno una mobilità molto bassa, rimarranno relativamente ferme nei pressi del punto in cui sono state generate. La maggiore carica positiva causerà quindi una riduzione della tensione di soglia del MOS e, se la riduzione è sufficiente, potrà causare anche una chiusura permanente del transistor [30]. Nei MOS più avanzati invece lo spessore dell'ossido di gate è molto ridotto e la generazione di cariche in questa regione non è significativa. Il fenomeno dominante diventerà allora la generazione di cariche nel field oxide che separa i transistor che, per il processo con cui è generalmente ottenuto, è maggiormente soggetto a ionizzazione rispetto all'ossido di gate [1]. Il rapido accumulo di cariche in questa zona porterà l'ossido in inversione, creando un canale conduttivo che determinerà un cortocircuito tra MOS adiacenti. Questo fenomeno avviene comunque a livelli di TID molto più alti rispetto alla variazione di tensione di soglia dei MOS a gate spesso.

I Single Event Effects sono invece effetti istantanei, causati dalla collisione di protoni ad alta energia o ioni pesanti con il semiconduttore. Nel caso in cui la collisione generi energia sufficiente, potrà avvenire un SEU, ovvero una transizione di stato di un circuito digitale (ad esempio una memoria o un registro) che determinerà il cambiamento di un bit dell'informazione memorizzata. L'energia generata dalla collisione potrà però generare effetti più gravi come i Single Event Latch-up nei processi CMOS che creino nel substrato strutture PNPN parassite. Queste realizzano infatti un dispositivo SCR che può, se attivato, collegare tra loro le due alimentazioni. Il gate dell'SCR parassita si trova generalmente alla tensione di substrato e non crea quindi problemi in condizioni di normale funzionamento. Una particella ad alta energia potrebbe però fornire l'energia necessaria per portare in conduzione il dispositivo che, una volta attivato, potrebbe essere spento solo rimuovendo l'alimentazione al circuito.

Il Displacement Damage è infine un effetto delle particelle ad alta energia che viene spesso sottovalutato. È causato da collisioni di protoni o elettroni con il reticolo atomico con un'energia sufficiente a spostare un atomo al di fuori della sua posizione regolare. La collisione con protoni è generalmente di maggiore interesse, in quanto gli elettroni, per la minore massa, richiedono un'energia troppo elevata per causare un danno da displacement. I dispositivi più sensibili a questo tipo di danno sono le celle solari, che vedono una diminuzione della corrente generata all'aumentare dei displacement, i dispositivi ottici come LED e fotodiodi, che subiscono una riduzione della potenza generata o della sensibilità, e alcuni circuiti lineari.

Per quanto riguarda i danni da displacement nei LED, gli effetti variano in base alla tecnica costruttiva del dispositivo. Nel caso di LED creati con drogaggio anfotero (utilizzato per la realizzazione di LED IR ad alta efficienza ma ad alto tempo di risposta), la riduzione di potenza emessa arriva al 50% dopo un livello di irradiazione relativamente basso (equivalente a 3 krad(Si)) [25]. I più comuni LED ad eterogiunzione invece, nonostante siano caratterizzati da una minore efficienza, sono molto più resistenti ai danni da displacement e presentano, con un'irradiazione di 10 volte superiore ai LED anfoteri, una riduzione di potenza solamente del 30% [25]. Al contrario dei led ad eterogiunzione però, i led anfoteri sono sensibili all'annealing, con un recupero dell'efficienza successivamente all'irradiazione o una minore riduzione dell'eficienza se irradiati durante il funzionamento [25].

Infine, anche i danni da displacement nei fotodiodi dipendono dalla tecnologia di fabbricazione. Fotodiodi convenzionali p-n sono particolarmente sensibili a questo tipo di danno con riduzioni del 50% della sensibilità, mentre i più sofisticati e sensibili p-i-n subiscono un danno massimo del 10% [25]. Il danno inoltre, in entrambi i casi, aumenta esponenzialmente con la lunghezza d'onda.

## Dispositivi commerciali

Nello sviluppo dei circuiti di interfaccia dello standard proposto, sia per l'accoppiamento ottico che per l'accoppiamento magnetico, si è cercato di scegliere sempre i componenti che più si adattassero all'utilizzo in ambiente spaziale.

Come visto nella sezione precedente, il maggiore problema per i dispositivi a semiconduttore in ambiente spaziale è rappresentato dagli eventi di latch-up (SEL) dei CMOS. Nelle architetture satellitari ordinarie, questo problema viene risolto mediante l'utilizzo di dispositivi *rad tolerant* o *rad hard* che evitano il verificarsi di SEL con l'utilizzo di particolari accorgimenti dispositivistici o con l'utilizzo di processi intrinsecamente esenti da latch-up (come, ad esempio, substrati isolanti



Figura 5.1: Sezione trasversale di un tipico transistor bipolare realizzato con processo VIP10 [39].

Silicon On Sapphire o SOI, Silicon On Insulator). Questi dispositivi qualificati appositamente per l'utilizzo spaziale non sono però compatibili con il requisito di economicità dell'architettura AraMiS.

Per l'utilizzo di circuiti CMOS COTS sarà quindi necessario realizzare circuiti di protezione che, rilevato un eccessivo assorbimento di corrente da parte del dispositivo sorvegliato, interrompano l'alimentazione a valle consentendo di resettare l'SCR di substrato. Questo approccio comporterà un breve tempo di indisponibilità del sistema in caso di latch-up, ma consente l'utilizzo spaziale degli stessi componenti utilizzati a terra.

Durante la fase di progetto si è però notato che tutte le funzioni analogiche richieste dai circuiti di interfaccia potevano essere svolte tramite circuiti integrati realizzati in tecnologia bipolare, più tollerante alle radiazioni e esente da SEE. Per il componente più critico inoltre, l'operazionale utilizzato per gli stadi di amplificazione e per il filtro, è stato individuato un dispositivo che, pur essendo assolutamente commerciale, presenta caratteristiche di tolleranza alle radiazioni simili a quelle dei componenti rad hard.

L'operazionale LMH6618 della National Semiconductor è infatti realizzato con il processo VIP10 bipolare complementare isolato dielettricamente. La tecnologia bipolare complementare (CB, Complementary Bipolar) utilizza, analogamente alla tecnologia CMOS, stadi con transistor NPN e PNP in coppia. Questo consente la realizzazione di stadi finali in classe AB con ridotti consumi statici e elevate correnti di uscita o stadi rail-to-rail con ottime caratteristiche di simmetria. Le caratteristiche più interessanti sono però date dall'isolamento dielettrico.

In figura 5.1 si può osservare la sezione trasversale di un transistor realizzato con il processo VIP10 e si nota come l'area attiva sia isolata dal substrato dallo strato buried oxide e sia separata dai transistor adiacenti dalla trench isolation. Questo realizza un dispositivo SOI con l'assenza di giunzioni parassite con il substrato e una sostanziale riduzione delle capacità che consente di ottenere, per i transistor NPN, una frequenza di transizione f<sub>t</sub> = 9 GHz [40]. Per quanto riguarda la tolleranza alle radiazioni, esiste in letteratura [7] un test effettuato su un processo analogo (non commerciale) sviluppato dalla Analog Devices. Gli operazionali sono stati sottoposti ad un test di total dose fino a 7 Mrad(Si) e non hanno presentato variazioni significative dei parametri principali. Si è verificato solo un aumento della corrente di bias e della tensione di offset. Nel test di SEL, i dispositivi non hanno presentato latch-up esposti a ioni pesanti di bromo e oro (283 e 345 MeV).

I componenti realizzati con questi tipi di processo sono quindi ideali per l'utilizzo spaziale.

## Test su dispositivi ottici

Grazie alla collaborazione della sezione di Legnaro (Padova) dell'Istituto Nazionale di Fisica Nucleare, si è presentata la possibilità di svolgere alcuni test di irradiazione per la valutazione delle prestazioni dei componenti COTS utilizzati nell'architettura AraMiS. È stato quindi sviluppato un sistema di testing che consente, in maniera relativamente automatica, la valutazione delle caratteristiche dei fotodiodi.

Come visto in precedenza, i danni che influenzano principalmente le prestazioni dei componenti ottici sono quelli da displacement. All'aumentare della fluenza a cui viene sottoposto il dispositivo (il numero di particelle ricevuto per unità di area), si verifica infatti una riduzione della potenza luminosa emessa dai LED (espressa, in mW, dalla total radiated power) e una riduzione della sensibilità dei fotodiodi (espressa in A/W dalla responsivity).

Questi due parametri sono quindi le grandezze oggetto del test e sono espressi, per i LED, dalla total radiated power (misurata in W) e, per i fotodiodi, dalla responsivity (misurata in A/W). Una valutazione assoluta di queste grandezze è però complessa (per ragioni di taratura) e non necessaria, in quanto è importante valutare solamente la *variazione* delle caratteristiche in seguito all'irradiazione. Per effettuare test più in linea con le normali condizioni in cui si troveranno a funzionare i componenti, si sceglie inoltre di utilizzare una trasmissione impulsiva, così da poter mantenere in trasmissione correnti di accensione dei LED con valori di picco più elevati.

Si è quindi progettato il sistema rappresentato, a livello di principio, nello schema di figura 5.2 e formato, nell'ordine, da:

- un personal computer per l'elaborazione dei dati;
- un'interfaccia di acquisizione USB-6008 della National Instruments;
- un generatore di impulsi con tensione di picco programmabile;



Figura 5.2: Schema di principio del sistema di misura dei diagrammi di emissione/ricezione.

- il LED emettitore, posizionato su una struttura che consente di ruotarlo sul proprio asse rispetto al ricevitore;
- un encoder di posizione angolare che rileva la rotazione del LED;
- il fotodiodo ricevitore;
- un amplificatore di transresistenza che converte la corrente del fotodiodo in tensione;
- un rivelatore di picco per ottenere, dagli impulsi ricevuti, una tensione continua acquisibile dall'ADC.

La possibilità di ruotare il LED emettitore (o il fotodiodo ricevitore, non rappresentata nello schema per ragioni di semplicità) consente di misurare l'intero diagramma di emissione (o di ricezione) dei componenti sul piano di rotazione. Questo permette di valutare in maniera ottimale la variazione delle caratteristiche, non essendo legati ad un particolare allineamento tra trasmettitore e ricevitore e consentendo l'irradiazione dei componenti (e la valutazione dei relativi effetti) anche su direzioni che non siano quella di massima efficienza.

Lo schema elettrico dettagliato del circuito di misura è riportato in appendice A. Per l'emissione degli impulsi si è scelta una frequenza di circa 120 kHz (di una decade inferiore rispetto alla frequenza del bus progettato) in quanto un circuito in grado di gestire impulsi ad alta velocità sarebbe stato caratterizzato da una minore linearità essendo più vicino ai limiti di banda ottenibili. Gli impulsi hanno duty-cycle del 10% e sono generati da un circuito astabile realizzato con un timer 555. La tensione di picco degli impulsi viene invece variata tramite il regolatore lineare realizzato da U<sub>3</sub> e M<sub>2</sub>

Il fotodiodo viene fatto lavorare, come nelle normali condizioni operative, in modalità fotoconduttiva e l'amplificatore di transresistenza (formato da  $U_2$  e  $R_1$ ) è realizzato secondo lo schema di figura 4.33, con l'aggiunta di un condensatore in parallelo alla reazione per stabilizzare la risposta. Con questa configurazione circuitale, per il biasing del fotodiodo sarà quindi necessaria una tensione negativa rispetto al riferimento. Nonostante questa sia facilmente ottenibile con un alimentatore da laboratorio doppio, per rendere più portabile il circuito (che dovrà funzionare presso le strutture dove avviene l'irradiazione) si è scelto di utilizzare l'invertitore di tensione a pompa di carica U<sub>5</sub>. La tensione prodotta dall'integrato utilizzato (un MAX889R della Maxim Integrated Products) viene ulteriormente filtrata tramite l'induttanza L<sub>1</sub> per eliminare qualunque ripple residuo, che verrebbe visto dall'amplificatore come un segnale.

Il rivelatore di picco è realizzato mediante un diodo Schottky e una coppia RC. Per evitare la caduta di tensione introdotta dal diodo si è anche valutato l'utilizzo di un *diodo ideale* attivo, realizzabile con l'aggiunta di un amplificatore operazionale. Sempre per l'assenza della necessità di una misura assoluta, si è però valutato che la soluzione passiva era più che sufficiente.

L'encoder di posizione è infine costituito da un semplice potenziometro che fornirà una partizione della tensione di alimentazione proporzionale alla posizione angolare.

I vari segnali vengono inviati all'interfaccia di acquisizione tramite il connettore  $J_1$  e la misura avviene in modo differenziale per migliorare l'immunità al rumore.

Il circuito realizzato su millefori e il setup di misura sono visibili nelle figure 5.3 e 5.4. Si può notare come uno dei due dispositivi sia posizionato direttamente sull'asta di controllo del potenziometro: questo sarà il dispositivo da caratterizzare, di cui verrà misurato il diagramma di emissione con un controllo manuale della rotazione. Il dispositivo fisso sarà invece un componente di riferimento che non verrà irradiato e che sarà associato univocamente ad un certo set di misure.

Si noti inoltre che il diagramma risultante dalla misura non sarà esattamente coincidente con quello del dispositivo in esame, ma sarà dipendente anche dal diagramma del dispositivo di riferimento. Per fare in modo che il diagramma misurato sia il più fedele possibile a quello del dispositivo da caratterizzare, il dispositivo di riferimento dovrà essere il più direttivo possibile.

Per l'elaborazione delle misure acquisite è stato sviluppato un software apposito tramite l'ambiente di programmazione LabWindows della National Instruments. Il software si occupa dell'esecuzione delle misure e del salvataggio dei dati ricevuti dall'interfaccia USB e visualizza, durante la rotazione del potenziometro, un grafico della fotocorrente in funzione dell'angolo. Le misure possono essere calcolate dalla media di una serie di acquisizioni successive per ridurre il contributo del rumore (impostando il numero di misure nel campo *Samples*) ed è possibile (tramite il campo *Pulse Voltage*) il controllo della tensione di picco degli impulsi. In figura 5.5 è riportata l'interfaccia del software durante l'esecuzione di una misura.

L'irradiazione dei componenti è avvenuta mediante l'acceleratore di particelle AN2000 presso le strutture dell'Istituto Nazionale di Fisica nucleare di Legnaro (Padova). Si tratta di un acceleratore elettrostatico di tipo Van de Graaff in grado di



Figura 5.3: Realizzazione su millefori del circuito di misura dei diagrammi di emissione/ricezione



Figura 5.4: Setup di misura.



Figura 5.5: Interfaccia del software di misura.

Modello e costruttore	Lunghezza d'onda [nm]	Package	Surge current [A]	Total rad. power $[mW]$	Half pow. angle [deg]	Prezzo [€]
<b>TSHG-8400</b> Vishay Semiconductors	830	T-H	1	50	$\pm 22$	1.08
SFH-4502 OSRAM Opto Semicond. GmbH	950	T-H	2.2	32	$\pm 18$	0.49
<b>SFH-4650</b> OSRAM Opto Semicond. GmbH	850	SMD	1	40	$\pm 20$	1.10
SFH-4259 OSRAM Opto Semicond. GmbH	850	SMD	1.5	45	$\pm 25$	0.87

Tabella 5.1: Caratteristiche dei LED commerciali sottoposti ad irradiazione.

Modello e costruttore	Lunghezza d'onda [nm]	Package	Visible filter	Max. sensi- tivity [A/W]	Junction cap. [pF]	$\begin{array}{l} \textbf{Half pow.}\\ \textbf{angle} \; [\text{deg}] \end{array}$	Prezzo [€]
PDB-C142 Advanced Photonix Inc.	900	T-H	Ν	0.52	25	$\pm 20$	2.69
PDB-C142F Advanced Photonix Inc.	950	T-H	Υ	0.58	25	$\pm 20$	2.69
<b>PDI-C172SMF</b> Advanced Photonix Inc.	950	SMD	Υ	0.67	15	$\pm 65$	2.55

Tabella 5.2: Caratteristiche dei fotodiodi commerciali sottoposti ad irradiazione.

accelerare ioni  $\mathrm{H}^1$  e He<sup>4</sup> fino ad un'energia di 2 MeV. Il dose rate ottenibile è di circa  $10^9$  particelle/s/cm<sup>2</sup> e il volume utile irradiabile è di  $5 \times 5 \times 5 \mathrm{ cm}^3$ . L'acceleratore opera in condizioni di vuoto a  $10^{-5}$  torr  $(1.3 \cdot 10^{-8} \mathrm{ bar})$  e in figura 5.6 è possibile osservare la chiusura di un fotodiodo e del relativo supporto nella camera di irradiazione.

La profondità di penetrazione di questo tipo di particelle, indipendentemente dal materiale, è però di soli 50  $\mu$ m. Questo implica che i danni da displacement non raggiungeranno il silicio dei componenti ottici ma resteranno confinati ad uno strato superficiale della resina plastica che lo contiene. Questo ha comunque effetti negativi sulle prestazioni dei componenti, in quanto i danni al reticolo atomico della resina trasparente ne provocheranno l'opacizzazione.

Le tabelle 5.2 e 5.1 riassumono le principali caratteristiche dei componenti irradiati. I test si sono svolti con l'irradiazione ad almeno 100 krad di TID di tutti i componenti e due dei fotodiodi sono stati irradiati fino ad una TID superiore a 10 Mrad con un numero maggiore di step intermedi. Osservando il grafico di figura 2.3, si noti che, per un'orbita a 800 km di quota, nel caso pessimo in 5 anni di missione si ha una TID totale di 10 krad.

In figura 5.7 e in figura 5.8 sono riportate le diverse caratteristiche per ogni tipo di diodo prima e dopo l'irradiazione.



Figura 5.6: Chiusura di un fotodiodo e del relativo supporto nella camera di irradiazione.



Figura 5.7: Diagrammi di emissione dei LED.


Figura 5.8: Diagrammi di ricezione dei fotodiodi.

Dai vari grafici si nota che i LED subiscono, con TID di 100 krad, un'attenuazione relativa dei diagrammi di emissione sempre inferiore al 10%. Il diagramma di figura 5.7d relativo al diodo SFH-4259 presenta invece un'aumento dell'emissione in seguito all'irradiazione probabilmente dovuto ad un errore nella misura del grafico con TID nulla.

I fotodiodi subiscono un'attenuazione analoga dei diagrammi di ricezione con variazioni, per TID di 100 krad, che vanno dal 2.5% del PDB-C142 al 6.9% del PDI-C172SMF. Nel caso dei fotodiodi PDB-C142F e PDI-C172SMF sono stati svolti test di irradiazione con TID superiori a 10 Mrad e la variazione massima rimane comunque contenuta entro il 10%. È interessante notare infine come, nel caso del grafico di figura 5.8c relativo al fotodiodo PDI-C172SMF, un annealing di 12 ore riporti la caratteristica da un'attenuazione del 6.9% ad un'attenuazione del 5% con un recupero dei danni reticolari subiti.

In definitiva, l'esposizione dei componenti ottici ad una Total Ionizing Dose 10 volte superiore alle specifiche della missione non provoca una significativa attenuazione dei diagrammi di emissione e ricezione. Questo però per quanto riguarda i danni da displacement provocati al package da particelle con profondità di penetrazione limitata. Per una valutazione degli effetti dei danni da displacement nel silicio, saranno necessari in futuro ulteriori test con particelle a più alta energia o con una rimozione del package dei dispositivi che consenta di esporre maggiormente il semiconduttore alle radiazioni.

### Capitolo 6

### Realizzazione e collaudo prototipo

#### 6.1 Livello Fisico

La fase di realizzazione dei primi prototipi delle interfacce per il collegamento dei processori al bus di comunicazione è avvenuta in parallelo alla definizione dello standard stesso. Molte delle caratteristiche (anche il solo bitrate) sono state infatti definite tenendo conto della realizzabilità del sistema nel suo complesso.

In un primo tempo lo sviluppo si è concentrato su un'architettura *wired*, in cui la comunicazione tra i processori avveniva in maniera cablata. Sono stati anche realizzati prototipi che consentissero la valutazione di aspetti specifici, come un accesso CSMA/BA al canale realizzato con le sole periferiche integrate nei processori.

Con l'emergere dell'alternativa ottica molte di queste ipotesi sono però state abbandonate. La flessibilità di un collegamento ottico senza fili, come già analizzato, presenta infatti vantaggi sia in fase operativa che in fase di testing del sistema tali da giustificare la maggiore complessità delle interfacce.

Lo sviluppo si è quindi spostato sull'alternativa ottica e, anche in questo caso, i circuiti presentati nella proposta di standard sono in realtà il frutto di molti test precedenti, volti ad individuare la configurazione circuitale che consentisse il più alto rapporto tra sensibilità e complessità dell'interfaccia. Le prime ipotesi sono state realizzate in maniera puramente prototipale, con circuiti temporanei montati su millefori. Con la ricerca di migliori prestazioni, sia in termini di amplificazione che in termini di velocità, sono però apparsi evidenti i limiti della tecnica implementativa.

Sono stati allora sviluppati i primi prototipi su circuito stampato, di cui è possibile vedere un esempio in figura 6.1. Questo ha consentito l'utilizzo di piani di massa e altri accorgimenti circuitali che hanno migliorato notevolmente le prestazioni. L'elevata amplificazione e l'utilizzo di un solo circuito integrato per l'implementazione di entrambi gli stadi hanno comunque continuato a rappresentare un problema per la stabilità del circuito.



Figura 6.1: Prototipo del ramo dati di un ricevitore (scala 2:1).



Figura 6.2: Realizzazione su circuito stampato.

Con la realizzazione di un migliore disaccoppiamento delle alimentazioni e di un posizionamento più accurato dei componenti è però stato possibile ottenere uno stadio di ricezione che presenta buone caratteristiche di funzionamento. Il più recente prototipo è visibile in figura 6.2, in cui si può notare, sulla sinistra, la presenza di uno stadio di amplificazione a JFET non più utilizzato e normalmente bypassato.

Le caratteristiche dell'attuale stadio di ricezione sono le seguenti:

- bitrate: 1 Mbit/s;
- duty-cycle degli impulsi: 20%;
- distanza massima di ricezione: circa 2.5 m;
- funzionamento normale con illuminazione ambientale ad incandescenza o fluorescente (> 20 kHz);
- tolleranza a componenti luminose continue di elevata intensità;



Figura 6.3: Circuito stampato di test del transceiver HSDL-3602 (scala 2:1).

• ritardo trasmissione-ricezione inferiore a 0.5 t<sub>bit</sub> in tutte le condizioni.

La distanza massima di comunicazione si riferisce ad una trasmissione con corrente di picco di circa 300 mA. L'utilizzo di un duty-cycle del 20% consente di superare alcune limitazioni di banda del circuito e di ottenere una maggiore distanza di comunicazione. Accettando invece una leggera diminuzione del range, è possibile portare il duty-cycle al 10% e ottenere un discreto riparmio di potenza in trasmissione.

La tolleranza all'illuminazione continua è stata verificata mediante l'utilizzo di un faretto alogeno a luce spot di 1 kW di potenza. Il ricevitore, durante la ricezione di un treno di impulsi, è stato progressivamente avvicinato al faretto e se ne è verificato il funzionamento fino ad una distanza di circa 40 cm. Una valutazione indiretta del livello di flusso luminoso che si ha a questa distanza è però difficile, essendo dipendente dal rendimento della lampada e dalle caratteristiche di riflessione del faretto.

Le performance del circuito sono anche state confrontate con un dispositivo commerciale integrato, l'HSDL-3602 della Agilent/Avago Technologies. Questo dispositivo è un ricetrasmettitore IrDA che integra nello stesso package package LED, fotodiodo e circuiti di controllo ed è in grado di funzionare ad un bitrate massimo di 4 Mbit/s secondo le specifiche FIR (Fast Infrared). A causa del package non standard del dispositivo, è stato realizzato il circuito stampato di adattamento di figura 6.3 che configura anche il dispositivo per il funzionamento con una corrente di trasmissione di circa 350 mA di picco, in modo da rendere confrontabili le performance dei due sistemi di ricetrasmissione.

Effettuando un test di trasmissione di un treno di impulsi tra due dispositivi dello stesso tipo, si è verificato che l'HSDL-3602 funziona correttamente fino ad una distanza di circa 3 m e tollera la luce costante del faretto alogeno fino ad una distanza di 15 cm.

La distanza massima di trasmissione non è quindi molto maggiore rispetto al circuito sviluppato ma la tolleranza a una sorgente luminosa costante è notevolmente più alta. Questo è dovuto probabilmente all'utilizzo interno di un sistema di compensazione attiva della componente continua della corrente del fotodiodo, al contrario del sistema passivo utilizzato secondo lo schema di figura 4.34.

Durante il collaudo dell'amplificatore si è inoltre verificato che questo sistema di biasing tende ad imporre un limite in frequenza per lo stadio di ingresso, in quanto la resistenza di bias forma un filtro passa basso con le capacità parassite e la capacità di giunzione del diodo. La frequenza del polo introdotto, con la resistenza di bias da  $12 \,\mathrm{k}\Omega$  utilizzata, si va a posizionare intorno al megahertz e questo comporta una riduzione già in partenza del guadagno. Sono attualmente in fase di sviluppo alcune tecniche alternative di biasing che permettano di superare queste limitazioni.

Contemporaneamente allo sviluppo del ramo di amplificazione, sono stati realizzati dei prototipi che implementano i circuiti del ramo di interrupt. Data la più bassa frequenza di lavoro e per velocizzare la fase di test, anche questi circuiti sono stati realizzati su millefori e si è ottenuto il funzionamento e le caratteristiche previsti dal progetto. Si è inoltre verificato che esistesse una relazione di linearità tra la tensione di controllo dell'operazionale di figura 4.30 e la tensione in uscita al primo stadio amplificatore in ricezione. Questa condizione è infatti necessaria perché non vi sia interferenza tra il canale a bassa velocità e quello ad alta velocità ed è stata puntualmente verificata.

L'ultimo parametro verificato è stato quello del ritardo presente tra l'ingresso del trasmettitore e l'uscita del ricevitore. Questo ritardo, che come detto è inferiore a 500 ns in tutte le condizioni ed è tipicamente inferiore a 200 ns, è importante nel caso in cui si voglia realizzare, a livello collegamento, una tecnica di arbitrazione automatica del tipo CSMA/BA. In questo caso è infatti importante che il livello collegamento possa rilevare correttamente entro il proprio tempo di bit un impulso emesso, nello stesso tempo di bit, da un altro trasmettitore. In figura 6.4 è possibile osservare (dall'alto) la tensione di comando del trasmettitore, la corrente che scorre all'interno del LED e l'uscita del ricevitore.

#### 6.2 Livello Collegamento

Una prima implementazione software del livello Collegamento è stata realizzata in linguaggio ANSI C sui processori MSP430. Sono stati utilizzati diversi modelli di processore (MSP430F249, MSP430F2419 e MSP430F2618) e per la compilazione del codice è stato utilizzato l'ambiente di sviluppo IAR Embedded Workbench della IAR Systems.

In figura 6.5 si può osservare il diagramma UML del codice sviluppato i cui sorgenti sono riportati in appendice B. Il codice è scritto con una tecnica *pseu-* do object-oriented mantenendo la normale sintassi ANSI C per compatibilità con i compilatori esistenti.



Figura 6.4: Ritardo tra il comando del trasmettitore (prima traccia, canale C4), la corrente nel LED (seconda traccia, canale C1) e l'uscita del ricevitore (terza traccia, canale C2). La scala temporale è di 100 ns/div.



Figura 6.5: Diagramma UML di una prima implementazione del livello Collegamento proposto.

Con questo approccio di programmazione, ogni classe viene suddivisa in due parti: una struttura che contiene gli *attributi* e una serie di funzioni che implementano le *operazioni*. In questo modo, la creazione di istanze multiple di una classe comporterà la sola dichiarazione di una nuova struttura degli attributi, mentre il codice delle operazioni sarà comune. Per permettere alle operazioni di agire sulla classe corretta, sarà necessaria l'aggiunta del parametro *this* al prototipo di ogni funzione, che punterà alla struttura contenente gli attributi dell'istanza a cui si riferisce l'esecuzione dell'operazione. Una classe esterna che voglia eseguire un'operazione di una data istanza di una classe, chiamerà quindi la funzione che implementa questa operazione e assegnerà al parametro *this* il puntatore alla struttura degli attributi dell'istanza.

Si è quindi realizzata la classe UART, che si occupa dell'inizializzazione e dell'interazione con le periferiche di comunicazione asincrona all'interno del processore. La classe contiene le seguenti operazioni:

- *initUART* che inizializza i registri di configurazione della UART;
- *sendByte* per l'invio di un singolo byte;
- *sendString* per l'invio di una stringa di caratteri terminata da un carattere NULL;
- *sendMem* per l'invio di un'area di memoria di *length* byte;
- *recvByte* per la ricezione di un singolo byte;
- *recvMem* per la ricezione di un numero *buffLength* di byte nell'area di memoria che parte da *buffPtr*.

La funzione di inizializzazione richiede il parametro irdaMode che indica, se vero, la richiesta di attivazione della codifica/decodifica RZI ad impulsi. Gli altri parametri di configurazione della UART (velocità, parità, ecc.) sono, per il momento, impostati staticamente all'interno della classe. Precedentemente all'inizializzazione è però necessario impostare l'attributo *regOffset* per selezionale la periferica da assegnare a quella istanza: questo valore deve essere pari alla distanza in memoria tra il registro UCA0CTL0 e il registro UCAxCTL0 della periferica da assegnare (si vedano i sorgenti per un esempio di assegnazione).

Tutte le funzioni di trasmissione contengono un parametro *blocking* che, se vero, rende l'esecuzione della funzione sincrona. Questo significa che, una volta chiamata, la funzione non ritornerà fino a quando l'invio non sarà stato completato. Nel caso di parametro *blocking* falso, l'invio sarà invece asincrono e sarà compito della classe utilizzatrice verificare il completamento della trasmissione prima di un nuovo invio. Durante il periodo di attesa dell'invio sincrono, il processore viene posto nella modalità a basso consumo Low Power Mode 1 (LPM1) che disabilita la CPU e diversi clock interni lasciando però attivo il clock SMCLK, necessario al funzionamento della UART.

Le funzioni di ricezione contengono infine il parametro *timeout* che determina il tempo massimo di esecuzione della funzione nel caso in cui non vengano ricevuti dati dalla UART. Il valore boolean di ritorno indicherà, se vero, che si è verificata una condizione di timeout.

La classe UART viene istanziata due volte: una prima istanza è usata per la comunicazione sul bus (uartBus) e verrà inizializzata con il parametro irdaMode vero; una seconda istanza è usata per la comunicazione RS-232 verso il PC (uartPC) ed è inizializzata con il parametro irdaMode falso.

La classe *DataLink* implementa le prime funzioni di comunicazione a livello Collegamento ma non fornisce ancora un'API (Application Programming Interface) precisa e implementa solamente uno scambio dati unidirezionale. Sono anche presenti alcune funzioni implementate in un primo tempo per la realizzazione dell'accesso CSMA/BA e ora non più utilizzate. – Realizzazione e collaudo prototipo

## Capitolo 7 Conclusioni

La nascita dell'architettura AraMiS segue la positiva esperienza del progetto Pi-CPoT, il primo esempio di sviluppo di un satellite universitario al Politecnico di Torino. AraMiS condivide con quel progetto molte caratteristiche, come la spiccata vocazione didattica e l'interdisciplinarità, ma ne rappresenta anche la naturale evoluzione, con la ricerca di una maggiore modularità e riusabilità negli elementi che la costituiscono. Queste caratteristiche, insieme ai requisiti di economicità, sono le stesse che posizionano il nuovo progetto nel contesto dell'avionica per satelliti a basso costo, un settore di mercato su cui si sta concentrando una sempre maggiore attenzione ma che ancora manca di un'architettura unificata o perlomeno condivisa.

Lo sviluppo di questo elaborato ha riguardato solo uno dei molti elementi necessari alla definizione dell'architettura e, ciononostante, ha richiesto l'analisi di un numero consistente di alternative, problematiche e requisiti, che inizialmente potevano non essere evidenti o che sono andati definendosi successivamente.

Un'analisi degli standard di comunicazione esistenti, ha mostrato fin da subito che protocolli che garantissero i necessari requisiti di affidabilità e fault-tolerance erano, nella maggior parte dei casi, incompatibili con i requisiti di semplicità ed economicità. Quando questo non si verificava, come nel caso del CAN, il protocollo presentava svantaggi derivanti dalla specificità dell'impiego per cui era stato concepito.

Questa è però una caratteristica che accomuna i bus di comunicazione: la necessità di soddisfare molti requisiti di tipo diverso e l'impatto che le scelte hanno sulle prestazioni globali del sistema, generalmente li rendono adatti ad essere impiegati solo nel contesto in cui sono stati definiti.

Si è scelto quindi di cercare una soluzione che meglio si adattasse all'architettura AraMiS e una prima alternativa è stata trovata nell'isolamento galvanico tra le mattonelle per mezzo di trasformatori. Questa soluzione presenta ottime caratteristiche di semplicità e di tolleranza ai guasti, ma richiede, per garantire un livello adeguato di ridondanza, l'utilizzo di un numero non trascurabile di connessioni tra i moduli, con tutti i problemi di affidabilità meccanica che questo comporta.

La seconda alternativa dell'accoppiamento ottico ha rappresentato invece un compromesso ideale, consentendo l'interconnessione tra i moduli senza l'utilizzo di cavi e connettori e garantendo, con soluzioni come la propagazione guidata o la separazione di lunghezza d'onda, l'affidabilità e la ridondanza del sistema.

La fase di sviluppo delle interfacce ottiche è stata però più complessa rispetto all'alternativa magnetica. Sia per la quantità di disturbi che possono influire sulla comunicazione (come l'illuminazione solare o quella artificiale) che per la necessità di mantenere prestazioni e sensibilità elevate per consentire un maggiore risparmio energetico.

Sono comunque stati sviluppati dei prototipi funzionali di interfaccia che, pur rimanendo in linea con le prestazioni dei dispositivi commerciali, si adattano meglio ai requisiti dell'architettura AraMiS, lasciando libertà di scelta sulle lunghezze d'onda e utilizzando componenti intrinsecamente tolleranti alle radiazioni dell'ambiente spaziale.

Ciò che deve essere ancora definito è invece l'utilizzo che verrà fatto di questo livello fisico da parte del livello collegamento. Basandosi sugli attuali requisiti dell'architettura AraMiS, è stato possibile formulare una prima ipotesi single-master che garantisce una notevole semplicità, non richiedendo controller di canale separati, e che può essere integrata da un canale di interrupt aggiuntivo per supportare i casi d'uso del controllo di assetto. Rimangono però possibili, indipendentemente dal livello fisico, scelte più sofisticate come il passaggio ad un'architettura multi-master con arbitrazione automatica del canale.

Il passo successivo sarà quindi quello di una nuova valutazione dei requisiti, per determinare se la maggiore complessità di queste scelte sia giustificata dai risultati ottenibili. Contemporaneamente rimangono ancora margini di miglioramento nell'implementazione delle interfacce, al fine di ottenere una migliore sensibilità al segnale e una maggiore tolleranza ai disturbi. Rimane infine da sviluppare una serie di API che consentano l'accesso trasparente al bus da parte delle funzioni di alto livello che saranno implementate sui microcontrollori.

L'interdisciplinarità del lavoro svolto in questi mesi mi ha permesso di acquisire nuove conoscenze in campi molto diversi. Principalmente in campo elettronico, ma anche in campo aereospaziale, fisico e in quello organizzativo. La gestione del lavoro (che fa un esteso utilizzo della modellazione UML) presenta infatti, per il numero e la diversità dei soggetti coinvolti, aspetti di carattere economico e gestionale che generalmente non vengono affrontati nella formazione accademica, ma che sono invece importanti per la riuscita di un progetto così esteso e complesso come AraMiS.

# Appendice A Schemi elettrici

- Interfaccia per accoppiamento magnetico.
- Interfaccia per accoppiamento ottico.
- Bus Guardian hardware.
- Circuito di misura dei diagrammi di emissione/ricezione.



Figura A.1: Interfaccia per accoppiamento magnetico.



Figura A.2: Interfaccia per accoppiamento ottico.



Figura A.3: Bus Guardian hardware.



Figura A.4: Circuito di misura dei diagrammi di emissione/ricezione.

A – Schemi elettrici

## Appendice B

## Codice sorgente

- Risposta del canale multipath (MATLAB).
- Correnti di segnale e correnti solari (MATLAB).
- Implementazione livello collegamento.
  - UART.c
  - UART.h
  - main.c
  - main.h
  - types.h
  - isr\_compat.h

Sorgente 1: Risposta del canale multipath.

```
1 | loss = 1;
   edge = 0.15; \% m
   graph_ufreq = 10e9; % Hz
  graph_points = 1024*32;
   vf = 0.5 * 3e8; \% m/s
6 contribs = [1 2 5 14 26 56 140 296 632 1472 3248 7040 15872 35360 77600 ...
      172832 384992 850592 1887584 4197536];
  ws = 0:
   for q = 1:length(contribs)
11
       ws = ws + contribs (q) * (1/4) * ((1/3)^{(q-1)});
  end
   close all;
   {\tt ts}~=~1/\,{\tt graph\_ufreq}~;
16 % %%%%%%%%%%%%%%% transfer function
  h = 0; s = 0;
   f = linspace(0, graph_ufreq, graph_points);
   for n = 1: length (contribs)
    h = h + contribs(n) * (1/4)*((1/3)^{(n-1)}) * (loss^n) .* ...
21
        exp(-j*2*pi* n * edge/vf .* f);
  % h = h + contribs(n) .* exp(-j*2*pi*n * edge/vf .* f);
    s = s + contribs(n);
  end:
  h = h . / ws;
26
  absh = abs(h);
   argh = angle(h);
  gvel = diff(unwrap(argh));
31 point3db = f(find(absh./max(absh) \le 10^{-(3/20)}, 1, 'first'));
  figure;
   subplot(2,1,1); plot(f(1:round(end/5)))./1e9, 20.*log(absh(1:round(end/5))));
  ylabel('Magnitude_(dB)');
xlabel(['Frequency_(GHz)_(3dB_BW_=_' num2str(point3db/1e6) '_MHz)']);
36 subplot (2,1,2); plot (f(1:round(end/5))./1e9, argh (1:round(end/5)));
  ylabel('Phase (rad)');
xlabel('Frequency (GHz)');
  % subplot (3,1,3); plot (f(1:length (f)-1), gvel); ylabel ('Magnitude (dB)');
41 % %%%%%%%%%%%%% time PULSE response
  ht = ifft(h);
   t = linspace(0, graph_points*ts, graph_points);
   figure :
  htr = abs(ht);
46 | a = edge / vf * graph_u freq * length (contribs);
  % subplot(2,1,1); plot(t, htr ./ max(htr));
  % subplot (2,1,2);
  plot(t(1:a)./1e-6, htr(1:a)); ylabel('Amplitude');
  xlabel('Time_(\mus)');
51
  % %%%%%%%%%%%%% time STEP response
   step_l = edge/vf*100; % 10 edge-flight times
   step_samples = round(step_l/ts);
  in = [ones(1, step_samples) zeros(1, step_samples*10)];
56 out = conv(in, ht);
   figure;
   hold on;
   tl = linspace(0,length(in)*ts,length(in));
   plot(tl./1e-6, in, 'r');
```

```
61 plot(tl./1e-6, abs(out(1:length(in))));
    ylabel('Amplitude');
    xlabel(['Time_(\mus)_(pulse_width_' num2str(step_l/1e-6) '_\mus)']);
```

Sorgente 2: Correnti di segnale e correnti solari.

```
1 close all;
 2 clear all;
   clc:
   data = load ('mywehrli85.txt');
 7 delta = [1; diff(data(:,1))];
   \label{eq:fprintf('Total_radiated_power_%.2f_W/m^2\n\n', sum(data(:,2).*delta));
   % –
                 Model AG38S-SMD/GUVA-S10GD (350 nm)
12 | xp = [0 230 265 290 350 355 360 370 375 380 4000];
   \mathsf{yp} \ = \ [0 \ \ 0.11 \ \ 0.13 \ \ 0.14 \ \ 0.168 \ \ 0.166 \ \ 0.153 \ \ 0.03 \ \ 0.005 \ \ 0 \ \ 0];
   peak = 0.168; \ \% A/W
   area = 0.076 * 1e-6; \%m^2
17 % yp = yp ./ (max(yp)/peak);
    rresp(1,:) = interp1(xp, yp, data(:,1), 'cubic');
   % ---
                - Model PDB-C142F (950 nm)
   xp = [0 \ 650 \ 700 \ 750 \ 800 \ 850 \ 950 \ 975 \ 1000 \ 1050 \ 1100 \ 1130 \ 1500];
22 | yp = [0 \ 0 \ 0.085 \ 0.35 \ 0.46 \ 0.51 \ 0.57 \ 0.58 \ 0.56 \ 0.38 \ 0.14 \ 0 \ 0];
   peak = 0.58; \ \% A/W
   area = 2.03e - 3^2; \%m^2
    rresp(2,:) = interp1(xp, yp, data(:,1), 'cubic');
27
   % –
           ——— Model EPD—660—1—0.9 (660 nm)
   xp = [0 \ 600 \ 615 \ 625 \ 660 \ 688 \ 710 \ 725 \ 1500];
   yp = [0 \ 0 \ 0.8 \ 0.95 \ 1 \ 0.97 \ 0.09 \ 0 \ 0];
   peak = 0.42; \ \% A/W
32 area = 0.62e-3^2; \%m^2
   yp = yp . / (max(yp)/peak);
    rresp(3,:) = interp1(xp, yp, data(:,1), 'cubic');
   %rresp = interp1(xp, yp, data(:,1), 'cubic');
37
   — Model NS365L–7SFF (hpbw = + 50°)
   % —
   xp = [0 345 355 360 365 368 370 375 380 385 390 410 1000];
   yp = [0 \ 0 \ 0.15 \ 0.55 \ 1 \ 0.92 \ 0.8 \ 0.45 \ 0.15 \ 0.07 \ 0.03 \ 0 \ 0];
42 normcoeff = 1/16.3416;
   dir = @(x,y)((0.5.*cos(x.*2)+0.5).^0.8 * ... \% normalized directivity)
       (0.5.*\cos(y.*2)+0.5).^{0.8})/2.91699;
   pirr = 1.2e-3*2.5; % (total radiant flux @ ~100 mA, 1.2e-3 W @ 20mA)
   % _____ Model SFH4200/SFH4205 (950 nm, hpbw = +-58°)
xp = [0 840 870 900 950 960 970 985 1010 1100];
  % —
47
   yp = [0 \ 0 \ 0.02 \ 0.22 \ 1 \ 0.8 \ 0.2 \ 0.02 \ 0 \ 0];
   normcoeff = 1/51.2333;
   dir = @(x,y)((0.5.*cos(x.*2)+0.5).^0.52 * \dots \% normalized directivity)
      (0.5.*\cos(y.*2)+0.5).^{0.52}/3.90411;
52
   pirr = 35e-3; % (total radiant flux @ 100 mA)
   % ____
               - Model B5-436-30D (660 nm, hpbw = +-15)
   xp = [0 \ 635 \ 655 \ 657 \ 660 \ 663 \ 665 \ 680 \ 1500];
57 | yp = [0 \ 0 \ 0.4 \ 0.72 \ 1 \ 0.72 \ 0.4 \ 0 \ 0];
   normcoeff = 1/11.9814;
   dir = @(x,y)((0.5.*\cos(x.*2)+0.5).^9 * \dots \% normalized directivity)
       (0.5.*\cos(y.*2)+0.5).^{9})/0.3395;
```

```
pirr = 12e-3; % (total radiant flux @ ~100 mA, ~4e-3 W @ 10mA, 1300 mcd @ 660nm)
 62
     \% normcoeff = 1;
     % xa = linspace(0, 2*pi, 1000);
     % plot(xa, dir(xa,0));
 67 tresp = interp1(xp, yp, data(:,1), 'cubic') .* normcoeff;
     % trespfunc = @(xx)(interp1(xp, yp, xx, 'cubic') .* normcoeff);
     % quad(trespfunc, 600, 700)
     % figure;
 72 % plot(xp, yp, 'or', data(:,1), trespfunc(data(:,1)));
     figure :
     ax = plotyy(data(:,1), data(:,2), data(:,1), rresp);
 set (ax (1), 'XLim', [200 1200]);
set (ax (1), 'YLim', [0 2.2]);
set (ax (2), 'XLim', [200 1200]);
set (ax (2), 'YLim', [0 0.7]);
     grid on;
     hold on;
 82 xlabel('Wavelength_-_(nm)');
82 set(get(ax(1),'Ylabel'),'String','Power_Spectral_Density_(W/m^{2}/nm)');
8et(get(ax(2),'Ylabel'),'String','Spectral_Responsivity_(A/W)');
     title('Photodiode_spectral_response');
 87 figure;
     \left[ ax, h1, h2 \right] = plotyy(data(:,1), tresp, data(:,1), rresp);
     set(ax(1),'XLim',[100 1500]);
set(ax(2),'XLim',[100 1500]);
set (ax (2), 'XLim', [100 1
set (h1, 'LineStyle', ':')
92
set (h2, 'LineStyle', '-')
set (ax (1), 'XColor', 'k')
set (ax (1), 'YColor', 'k')
set (ax (2), 'YColor', 'k')
 set(h1, 'Color', 'k')
97 set(h2, 'Color', 'k')
     %grid on;
     hold on:
     xlabel('Wavelength \_-\_(nm)');
set(get(ax(1), 'Ylabel'), 'String', 'Relative_Spectral_Emission_(a.u.)');
102 set(get(ax(2), 'Ylabel'), 'String', 'Spectral_Responsivity_(A/W)');
     solcurr = sum(data(:,2) .* delta .* rresp);
     solcurr = area * solcurr;
107 r = 15e-2; % Photodiode distance
     d = sqrt(area); % Photodiode edge
     % g = dblquad (dir, -pi/2, +pi/2, -pi/2, +pi/2)
     g = dblquad(dir, -d/r/2, +d/r/2, -d/r/2, +d/r/2); % Power gain
112
     signalcurr = sum(tresp .* pirr .* delta .* rresp) * g;
fprintf('Solar_current_%.3e_A\n', solcurr);
fprintf('Signal_current_%.3e_A\n\n', signalcurr);
117 fprintf('Ratio_%.1f_dB\n\n', 20*log10(signalcurr/solcurr));
```

Sorgente 3: UART.c

```
1 #include "UART.h"
3 UART *ilnstance[2];
   void UART_sendByte(UART *this, char value, boolean blocking)
   {
     if (this->sendPtr < this->stopPtr) { // queuing needed?
8
       *(this -> stopPtr++) = value; // just append the byte, tx params are given by
                                      // ongoing transmission
                                     // TODO: check end of buffer
     }
     else {
       this->sendBuffer[0] = value;
13
       this->stopPtr = this->sendBuffer + 1;
       this \rightarrow sendPtr = this \rightarrow sendBuffer;
       this -> blockingSend = blocking;
       if (this->regOffset == (&UCA1CTL0 - &UCA0CTL0)) // see UART_sendString
18
         INST1_TXIFG = 1;
       else if (this->regOffset == 0)
         INSTO_TXIFG = 1;
       if ((this->blockingSend) && (this->sendPtr < this->stopPtr))
23
         __low_power_mode_1(); // see UART_sendString
     }
   }
28
   void UART_sendString(UART *this, char *stringPtr, boolean blocking)
     // 1.1mA rms with interrupts, 2.8mA rms without
     uint i = 0; // copying str to sendBuffer
while (stringPtr[i] != '\0') {
       this ->sendBuffer[i] = stringPtr[i]; // TODO: queuing? (stopPtr)
33
       i++;
     }
     this \rightarrow stopPtr = this \rightarrow sendBuffer + i; // pointers initialization
38
     this ->sendPtr = this ->sendBuffer;
     this->blockingSend = blocking;
     if (this->regOffset == (&UCA1CTL0 - &UCA0CTL0)) // executing the interrupt INST1_TXIFG = 1; // manually the first time
43
     else if (this->regOffset == 0)
       INSTO_TXIFG = 1;
     if (this->blockingSend)
        _low_power_mode_1(); // shut down leaving uart running (SMCLK active)
     // when blocking, execution will continue here after __lpm_off_on_exit
48
   }
   void UART_sendMem(UART *this, char *startPtr, uint length, boolean blocking)
   ł
53
     uint i = 0; // copying str to sendBuffer
     while (i < length)
       this->sendBuffer[i] = startPtr[i]; // TODO: queuing? (stopPtr)
       i++;
     }
58
     this->stopPtr = this->sendBuffer + length; // pointers initialization
     this ->sendPtr = this ->sendBuffer;
```

```
this -> blockingSend = blocking;
63
      if (this->regOffset == (&UCA1CTL0 - &UCA0CTL0)) // see UART_sendString
       INST1_TXIFG = 1;
      else if (this->regOffset == 0)
        INSTO_TXIFG = 1;
68
      if (this->blockingSend)
        __low_power_mode_1(); // see UART_sendString
   }
    char UART_recvByte(UART *this, uint timeout)
73 | {
      if (this->readPtr >= (this->recvBuffer + sizeof(this->recvBuffer)))
        this->readPtr = this->recvBuffer;
      uint Ito = timeout; // TODO: low power timeout
      while ((Ito > 0) && (this->readPtr == this->recvPtr))
78
        lto --;
      if (this->readPtr != this->recvPtr) { // TODO: safe to check for Ito > 0?
        this ->recvTimeout = FALSE;
        return *(this->readPtr++);
83
      else {
        this ->recvTimeout = TRUE;
        return 0;
88
     }
   }
    boolean UART_recvString(UART *this, char *buffPtr, uint buffLength, uint timeout)
    ł
93
     return FALSE;
   }
    boolean UART_recvMem(UART *this, char *buffPtr, uint buffLength, uint timeout)
98
     return FALSE;
   }
    void UART_initUART(UART *this, boolean irdaMode)
     RELOC(UCA0CTL1) |= UCSWRST; // reset UART
103
      this->sendPtr = this->sendBuffer; // send buffer
      this -> stopPtr = this -> sendPtr;
      this -> sendOverflow = FALSE;
108
      this->recvPtr = this->recvBuffer; // receive buffer
      this ->readPtr = this ->recvPtr;
      this -> recvOverflow = FALSE;
      this->blockingSend = FALSE; // flags
      this ->recvTimeout = FALSE;
     this->callback = 0; // TODO: better init (with initial wait!)
113
     RELOC(UCA0CTL0) = 0; // LSB first
     RELOC(UCA0CTL1) = UCSSEL1 + UCSWRST; // SMCLK
     RELOC(UCA0BR1) = 0;
   // RELOC(UCA0BR0) = 34; // 115200 bps @ 4MHz
// RELOC(UCA0BR0) = 15;
118
     RELOC(UCA0BR0) = 7;
    // RELOC(UCA0MCTL) = (6 << 1); // UCBRS = 6
// RELOC(UCA0MCTL) = (5 << 1); // UCBRS = 5
```

```
123
     UCA1MCTL = (6 << 1); // TODO: REMOVE!!!
UCA1BR0 = 34; // TODO: REMOVE!!!
128
     -1us)*2*4MHz-4
   11
         RELOC(UCA0IRRCTL) = (5 \ll 2) + UCIRRXFE; // UCIRRXFLx = 24 = (4.5 us - 1 us) * 2*4
       MHz-4
133
   //
                                                    // and detect high pulses (UCIRRXPL
       = 0)
         \vec{R}ELOC(UCA0IRRCTL) = (1 << 2) + UCIRRXFE; // UCIRRXFLx = 24 = (4.5 us - 1 us)*2*4
   //
       MHz-4
                                                    // and detect high pulses (UCIRRXPL
   //
       = 0)
     }
     else {
       RELOC(UCA0IRTCTL) &= ~UCIREN;
138
       RELOC(UCA0IRRCTL) &= ~UCIRRXFE;
     }
     if (this->regOffset == (&UCA1CTL0 - &UCA0CTL0)) {
143
       iInstance[1] = this;
       P3REN &= ~(P3REN_6 + P3REN_7); // resistor off
       P3SEL |= P3SEL_6 + P3SEL_7; // primary function
       P3DIR_bit P3DIR_6 = 1; // txd
       P3DIR_bit.P3DIR_7 = 0; // rxd
148
       }
     else if (this->regOffset == 0) {
    ilnstance[0] = this;
153
       P3REN &= ~(P3REN_4 + P3REN_5); // resistor off
       P3SEL |= P3SEL_4 + P3SEL_5; // primary function
       P3DIR_bit.P3DIR_4 = 1; // txd
P3DIR_bit.P3DIR_5 = 0; // rxd
158
       \label{eq:RELOC(UCA0CTL1) &= ``UCSWRST; // enable UART (TODO: after port init?) \\ INST0_TXIFG = 0; // to avoid an isr trigger on global int enable \\ \end{tabular}
       |E2| = UCA0TXIE + UCA0RXIE; // tx/rx int enable
163
      __enable_interrupt(); // global int enable
   }
   Interrupt(USCIAB0TX) void UART_isrAB0_tx()
168
   ł
     INST0_TXIFG = 0; // TODO: check int source (A/B)
     if (ilnstance[0]->sendPtr < ilnstance[0]->stopPtr)
173
       UCA0TXBUF = *(iInstance[0]->sendPtr++);
     else {
       ilnstance[0]->stopPtr = ilnstance[0]->sendBuffer; // this first, so stopPtr
           always < sendPtr
   //
         sendPtr = stopPtr;
       if (ilnstance[0]->blockingSend == TRUE)
178
         --low_power_mode_off_on_exit(); // TODO: what if sendX called from an isr?
```

```
}
   }
    Interrupt(USCIABORX) void UART_isrAB0_rx()
183
   {
     IFG2\_bit.UCAORXIFG = 0; // TODO: check int source (A/B)
if (ilnstance[0]->callback != 0)
    //
        ilnstance[0] -> callback (UCA0RXBUF);
      else {
        *(iInstance[0]->recvPtr++) = UCA0RXBUF;
188
        if (iInstance[0]->recvPtr >= (iInstance[0]->recvBuffer + sizeof(iInstance[0]->
            recvBuffer))) {
          ilnstance[0]->recvPtr = ilnstance[0]->recvBuffer;
          iInstance[0]->recvOverflow = TRUE;
        }
193
     }
   }
    Interrupt(USCIAB1TX) void UART_isrAB1_tx()
    ł
     INST1_TXIFG = 0; // TODO: check int source (A/B)
198
      if (ilnstance[1]->sendPtr < ilnstance[1]->stopPtr)
       UCA1TXBUF = *iInstance[1]->sendPtr++;
      else {
        ilnstance[1]->stopPtr = ilnstance[1]->sendBuffer; // this first, so stopPtr
203
            always < sendPtr
   //
          sendPtr = stopPtr;
        if (iInstance[1]->blockingSend == TRUE)
          _low_power_mode_off_on_exit(); // TODO: what if sendX called from an isr?
     }
208 }
    Interrupt(USCIAB1RX) void UART_isrAB1_rx()
    {
     / UC1IFG_bit.UCA1RXIFG = 0; // TODO: check int source (A/B)
if (iInstance[1]->callback != 0)
213
        iInstance[1] -> callback (UCA0RXBUF);
      else {
        *(iInstance[1]->recvPtr++) = UCA1RXBUF;
        if (iInstance[1]->recvPtr >= (iInstance[1]->recvBuffer + sizeof(iInstance[1]->
            recvBuffer))) {
218
          iInstance[1]->recvPtr = iInstance[1]->recvBuffer;
          iInstance[1]->recvOverflow = TRUE;
        }
     }
   }
```

```
1 #ifndef UART_h
  #define UART_h
3
  #include <intrinsics.h>
  #include <io430.h>
  #include "isr_compat.h"
8 #include "types.h"
   typedef struct {
      int regOffset;
      volatile void (*callback)(char);
13
      char sendBuffer[255];
      char *sendPtr;
      char *stopPtr;
      boolean blockingSend;
      char recvBuffer[255];
18
      char *recvPtr;
      char *readPtr;
      boolean recvTimeout;
      boolean sendOverflow;
      boolean recvOverflow;
23 } UART;
   extern UART *iInstance[2];
   void UART_sendByte(UART *this, char value, boolean blocking);
28
   void UART_sendString(UART *this, char *stringPtr, boolean blocking);
   void UART_sendMem(UART *this, char *startPtr, uint length, boolean blocking);
33 char UART_recvByte(UART *this, uint timeout);
   boolean UART_recvString(UART *this, char *buffPtr, uint buffLength, uint timeout);
   boolean UART_recvMem(UART *this, char *buffPtr, uint buffLength, uint timeout);
38
   void UART_initUART(UART *this, boolean irdaMode);
   Interrupt(USCIAB0TX) void UART_isrAB0_tx();
43 Interrupt(USCIABORX) void UART_isrAB0_rx();
   Interrupt(USCIAB1TX) void UART_isrAB1_tx();
   Interrupt(USCIAB1RX) void UART_isrAB1_rx();
48
  #endif
```

Sorgente 4: UART.h

```
Sorgente 5: main.c
1 #include "main.h"
   //#define COLLIDER
   //#define MONITOR
5
  UART uartBus, uartPC;
   volatile char hexstr[] = "0123456789ABCDEF";
   volatile char messBuffer [50];
10 volatile char *messPtr;
   volatile char rxCksum;
   volatile char rxMessLen;
   volatile uint messOkCount[8], messErrCount[8];
15 void initClock() {
    BCSCTL1_bit.XT2OFF = 0; // XT2 on
     BCSCTL3_bit.XT2S1 = 1; // 4 MHz xtal
    \mbox{BCSCTL3\_bit.XT2S0} \ = \ 0;
20
     do { // wait for OFIFG staying cleared
      IFG1_bit.OFIFG = 0;
       int delay = 0 \times FF;
      while (delay - > 0);
    } while (IFG1_bit OFIFG == 1);
25
    BCSCTL2 = SELM1 + SELS; // MCLK = XT2, SMCLK = XT2
  }
  boolean safeSend(char value) {
30
    char ret;
     while (uartBus.sendPtr < uartBus.stopPtr); // flush buffer
     UART_sendByte(&uartBus, value, FALSE);
     do {
35
      ret = UART_recvByte(&uartBus, 0xFF);
     } while (uartBus.recvTimeout == TRUE);
     if ((ret == value) && (uartBus.recvTimeout == FALSE))
      return TRUE;
     else
40
      return FALSE;
  }
   void sendMessage(char *data, uint length) {
    uint i;
45
     unsigned char cksum;
    waitFreeChannel();
  #ifdef COLLIDER
50
    if (safeSend(0x0F) == FALSE) { // someone else got the channel
  #else
    if (safeSend(0x1F) == FALSE) { // someone else got the channel
  #endif
      P1OUT_bit.P1OUT_1 = 0;
55
      P1OUT_bit.P1OUT_1 = 1;
      P1OUT_bit.P1OUT_1 = 0;
      return; // TODO: proper id & listen
    }
     else {
60
      cksum = 0;
```

```
UART_sendByte(&uartBus, data[i], TRUE);
          cksum += data[i];
65
        UART_sendByte(&uartBus, cksum, TRUE);
        uint del = 0xFF; // TODO: proper timeout
        while (del - > 0);
70
      }
   }
    volatile void rxFunc(char rxChar) {
      uint currByte;
75
      currByte = (messPtr - messBuffer);
      *(messPtr++) = rxChar;
      if (currByte == 0) // id
        ;// TODO: id check
80
      else if (currByte == 1) // length byte
        r \times MessLen = r \times Char;
      else if (currByte >= rxMessLen+2) { // checksum
          / uartbus off!
85
        INST1_TXIFG = 0;
        IE2 &= ~(UCA0TXIE + UCA0RXIE);
        __enable_interrupt();
        uint i = 0;
90
        while (messBuffer [0] >> i) { i++; }
        if (rxChar == rxCksum)
          messOkCount[i]++;
        else
95
          messErrCount[i]++;
        for (uint c = 0; c < 8; c++) {
          if ((messOkCount[c] != 0) || (messErrCount[c] != 0)) {
    UART_sendString(&uartPC, "ID_", TRUE);
    UART_sendByte(&uartPC, c+0x30, TRUE);
    UART_sendByte(&uartPC, c+0x30, TRUE);
100
            UART_sendString(&uartPC, ":_ok_", TRUE);
             int s = sizeof(uint) *8-4;
            char nibble;
105
            do {
               nibble = (messOkCount[c] >> s) & 0x0F;
               UART_sendByte(&uartPC, hexstr[nibble], TRUE);
               s —= 4;
            } while (s >= 0);
110
            UART_sendString(&uartPC, ", _err_", TRUE);
            s = sizeof(uint) * 8-4;
            do {
115
               nibble = (messErrCount[c] >> s) & 0x0F;
               UART_sendByte(&uartPC, hexstr[nibble], TRUE);
               s —= 4;
            } while (s >= 0);
            UART_sendString(&uartPC, "_|_", TRUE);
120
          }
        }
```

```
UART_sendByte(&uartPC, 13, TRUE);
125
       messPtr = messBuffer; // reset
       rxCksum = 0;
       currByte = 0;
130
       // uartbus on!
       uartBus.callback = 0;
       IE2 |= UCA0TXIE + UCA0RXIE;
       waitFreeChannel();
        __disable_interrupt();
       uartBus.callback = rxFunc; // TODO: better init
135
     }
      if (currByte >= 2) // checksum on data
       rxCksum += rxChar;
140 }
   void waitFreeChannel() {
     do {
       P1OUT_bit.P1OUT_0 = 0;
       UART_recvByte(&uartBus, 0x3F);
145
       P1OUT_bit.P1OUT_0 = 1;
     } while (uartBus.recvTimeout == FALSE);
   }
150 void main(void) {
WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // stop WDT
     initClock();
     uartBus.regOffset = 0; // TODO: better init
     uartPC.regOffset = &UCA1CTL0 - &UCA0CTL0;
155
     UART_initUART(&uartBus, TRUE);
     UART_initUART(&uartPC, FALSE);
     UART_sendByte(&uartPC, 10, TRUE);
     // callback init
160
     messPtr = messBuffer; rxCksum = 0;
     for (uint c = 0; c < sizeof(messOkCount); messOkCount[c++] = 0);
     for (uint c = 0; c < sizeof(messErrCount); messErrCount[c++] = 0);
165
     P1REN = 4;
     P1SEL = 0;
     P1DIR = 3;
     P1OUT = 0;
     waitFreeChannel(); // before callback enable
170
   #ifdef MONITOR
     uartBus.callback = rxFunc; // TODO: better init
   #endif
     while (1) {
175
   #ifndef COLLIDER
       __no_operation();
        __no_operation();
       __no_operation();
180
       __no_operation();
       __no_operation();
       __no_operation();
        __no_operation();
        __no_operation();
```

```
185 ___no_operation();
#endif
190 #ifndef MONITOR
sendMessage("\xFF", 1);
#endif
195 #ifdef COLLIDER
uint del = 0x3FF;
195 while (del ---> 0);
#endif
}
```

```
Sorgente 6: main.h
```

```
1 #ifndef main_h
2 #define main_h
4 #include <io430.h>
#include <intrinsics.h>
#include "types.h"
7 #include "UART.h"
void initClock();
boolean safeSend(char value);
void sendMessage(char *data, uint length);
volatile void rxFunc(char rxChar);
17 void waitFreeChannel();
#endif
```

```
Sorgente 7: types.h
```

```
1 #ifndef types_h
#define types_h

    #define TRUE 1

    #define FALSE 0

6 typedef unsigned int uint;

    typedef unsigned char boolean;

    #define RELOC(x) *((char *)(&x + this->regOffset)))

    #define INST0_TXIFG IFG2_bit.UCA0TXIFG

    #define INST1_TXIFG UC1IFG_bit.UCA1TXIFG

11

#endif
```

Sorgente 8: isr\_compat.h

```
1
   /*
    * Copyright (c) 2005 Steve Underwood
3
   * All rights reserved.
    * Redistribution and use in source and binary forms, with or without
   * modification, are permitted provided that the following conditions
    *
     are met:
8
    * 1. Redistributions of source code must retain the above copyright
         notice, this list of conditions and the following disclaimer.
   *
      2. Redistributions in binary form must reproduce the above copyright
         notice, this list of conditions and the following disclaimer in the
         documentation and/or other materials provided with the distribution.
13
   *
    * THIS SOFTWARE IS PROVIDED BY THE AUTHOR AND CONTRIBUTORS 'AS IS ' AND
   * ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTIES, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE
    * IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE
    * ARE DISCLAIMED. IN NO EVENT SHALL THE AUTHOR OR CONTRIBUTORS BE LIABLE
   * FOR ANY DIRECT, INDIRECT, INCIDENTAL, SPECIAL, EXEMPLARY, OR CONSEQUENTIAL
18
   * DAMAGES (INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, PROCUREMENT OF SUBSTITUTE GOODS
    * OR SERVICES; LOSS OF USE, DATA, OR PROFITS; OR BUSINESS INTERRUPTION)
    * HOWEVER CAUSED AND ON ANY THEORY OF LIABILITY, WHETHER IN CONTRACT, STRICT
    * LIABILITY, OR TORT (INCLUDING NEGLIGENCE OR OTHERWISE) ARISING IN ANY WAY
   * OUT OF THE USE OF THIS SOFTWARE, EVEN IF ADVISED OF THE POSSIBILITY OF
23
    * SUCH DAMAGE.
    * $Id: isr_compat.h,v 1.3 2005/12/08 17:29:52 coppice Exp $
28
  #ifndef _ISR_COMPAT_H_
  #define _ISR_COMPAT_H_
   /* Cross compiler interrupt service routine compatibility definitions */
33 /* This code currently allows for:
           MSPGCC - the GNU tools for the MSP430
           Quadravox AQ430
           IAR Version 1 (old syntax)
           IAR Versions 2 and 3 (new syntax)
38
           Rowley Crossworks
           Code Composer Essentials
      These macros allow us to define interrupt routines for all
      compilers with a common syntax:
43
       ISR(<interrupt>, <routine name>)
48
      e.g.
      ISR (ADC12, adc_service_routine)
       {
           ADC12CTL0 &= ~ENC;
53
           ADC12CTL0 \mid = ENC;
      }
   */
   /* A tricky #define to stringify _Pragma parameters */
58 #define __PRAGMA__(x) _Pragma(#x)
  #if defined(__GNUC__) && defined(__MSP430__)
```

```
/* This is the MSPGCC compiler */
    #define ISR(a,b) interrupt(a ## _VECTOR) b(void)
63
     // for ArgoUML use
    #define Interrupt(a) interrupt(a ## _VECTOR)
  #elif_ defined (__AQCOMPILER__)
     /* This is the Quadravox compiler */
68
    #define ISR(a,b) void _INTERRUPT[a ## _VECTOR] b(void)
  #elif defined(__IAR_SYSTEMS_ICC__) && (((__TID__ >> 8) & 0x7f) == 43) && (
      __VER___ < 200)
       /* This is V1.xx of the IAR compiler. */
    #define ISR(a,b) interrupt[a ## _VECTOR] void b(void)
73
     // for ArgoUML use
    #define Interrupt(a) interrupt[a ## _VECTOR]
78 | #elif defined(__IAR_SYSTEMS_ICC__) && (((__TID__ >> 8) & 0×7f) == 43) && (
      --VER_- < 500)
/* This is V2.xx, V3.xx or V4.xx of the IAR compiler. */
    #define ISR(a,b) \
     __PRAGMA__(vector=a ##_VECTOR) \
     __interrupt void b(void)
83
     // for ArgoUML use
    #define Interrupt(a) __PRAGMA__(vector=a ##_VECTOR) __interrupt
  #elif defined(__CROSSWORKS_MSP430)
    /* This is the Rowley Crossworks compiler */
#define ISR(a,b) void b __interrupt[a ## _VECTOR](void)
88
  #elif defined(__TI_COMPILER_VERSION__)
      /* This is the Code Composer Essentials compiler. */
93
    #define ISR(a,b) __interrupt void b(void); \
    a ## _ISR(b) ∖
     __interrupt void b(void)
  #else
98
     #error Compiler not recognised.
  #endif
  #endif
```
## Bibliografia

- J. R. Adams and F. N. Coppage. Field Oxide Inversion Effects in Irradiated CMOS Devices. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 23(6):1604–1609, December 1976.
- [2] D.C. Agarwal. Fibre Optic Communication. S. Chand & Company Ltd., 2005.
- [3] Shaune S. Allen. Spacewire cable and connector variations. International SpaceWire Conference, 2007.
- [4] Infrared Data Association. IrDA Serial Infrared Physical Layer Specification, Version 1.4, 2001.
- [5] M. Borri and L.M. Reyneri. Mechanical Subsystem of the AraMiS Architecture – Overview and application concepts, Version 1.0, 2008.
- [6] Thomas J. Bruno and Paris D.N. Svoronos. CRC Handbook of Fundamental Spectroscopic Correlation Charts. CRC Press, 2006.
- [7] M. DeLaus and W. Combs. Total-dose and SEU results for the AD8001, a high-performance commercial op-amp fabricated in a dielectrically-isolated, complementary-bipolar process. *IEEE Radiation Effects Data Workshop*, pages 104–109, July 1994.
- [8] T. Deliyannis. High-Q factor circuit with reduced sensitivity. *IET Electronics Letters*, 4(26):577–579, December 1968.
- [9] ECSS Secretariat. SpaceWire Links, nodes, routers and networks. ECSS-E-ST-50-12C, 2008.
- [10] EPIGAP Optoelektronik GmbH. Selective Photodiodes, 2008. Online: <a href="http://www.epigap-berlin.com/index.php?id=199&L=1>">(consultato il 27 Ottobre 2008).</a>
- [11] ESA. SpaceWire Purpose, 2008. Online: <a href="http://spacewire.esa.int/content/Home/Purpose.php">http://spacewire.esa.int/content/Home/Purpose.php</a>> (consultato il 16 Ottobre 2008).
- [12] ESA. SpaceWire RTC Device, 2008. Online: <a href="http://spacewire.esa.int/content/Devices/RTC.php">http://spacewire.esa.int/content/Devices/RTC.php</a> (consultato il 16 Ottobre 2008).
- [13] International Organization for Standardization. ISO 11898-1:2003(E), Road vehicles – Controller area network (CAN) – Part 1: Data link layer and physical signalling, 2003.

- [14] International Organization for Standardization. ISO 11898-2:2003(E), Road vehicles – Controller area network (CAN) – Part 2: High-speed medium accesss unit, 2003.
- [15] International Organization for Standardization. ISO 11898-3:2006(E), Road vehicles – Controller area network (CAN) – Part 3: Low-speed, fault-tolerant, medium-dependent interface, 2006.
- [16] International Organization for Standardization. ISO 21348:2007, Space environment (natural and artificial) – Process for determining solar irradiances, 2007.
- [17] Peter A. Franaszek and Albert X. Widmer. Byte oriented DC balanced (0,4) 8B/10B partitioned block transmission code, U.S. Patent 4,486,739. IBM, 1984.
- [18] Claus Fröhlich. Total solar irradiance variations since 1978. Advances in Space Research, 29(10):1409–1416, 2002.
- [19] Robert Bosch GmbH. CAN Specification, Version 2.0, Part B, 1991.
- [20] H. Henschel, J. Kuhnhenn, and U. Weinand. Radiation hard optical fibers. Optical Fiber Communication Conference, 2005. Technical Digest. OFC/NFOEC, March 2005.
- [21] Lawrence P. Huelsman. Active and Passive Analog Filter Design: An Introduction. McGraw-Hill, New York, 1993.
- [22] CAN in Automation. CiA Draft Standard 102, Version 2.0, CAN Physical Layer for Industrial Applications, 1994.
- [23] Rhombus Industries Inc. Pulse Transformers, Transformer equivalent circuit, 2008. Online: <a href="http://www.rhombus-ind.com/app-note/circuit.pdf">http://www.rhombus-ind.com/app-note/circuit.pdf</a> (consultato il 23 Ottobre 2008).
- [24] Texas Instruments. Mixed Signal Products, MSP430x2xx Family, User's Guide, 2007.
- [25] A.H. Johnston. Radiation Damage of Electronic and Optoelectronic Devices in Space. NASA Jet Propulsion Laboratory, 2000.
- [26] Philip Koopman and Tridib Chakravarty. Cyclic Redundancy Code (CRC) Polynomial Selection For Embedded Networks. In *The International Conference* on Dependable Systems and Networks, DSN-2004, 2004.
- [27] NASA Johnson Space Center. Preferred Reliability Practices, Space radiation effects on electronic components in Low-Earth-Orbit, 1996.
- [28] National Aereonautics and Space Administration, University of Colorado in Boulder. Solar Radiation and Climate Experiment (SORCE), 2008. Online: <a href="http://lasp.colorado.edu/sorce/index.htm">http://lasp.colorado.edu/sorce/index.htm</a>> (consultato il 26 Ottobre 2008).
- [29] National Semiconductor. LVDS Owner's Manual Including High-Speed CML and Signal Conditioning, fourth edition, 2008.
- [30] T.R. Oldham and F.B. McLean. Total ionizing dose effects in MOS oxides and devices. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 50(3):483–499, June 2003.

- [31] PerkinElmer Optoelectronics. Application Note #3 Photodiode Response Time, 2006. Online: <a href="http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/ApplicationNotes/APP\_Photodiodes.pdf">http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/ApplicationNotes/APP\_Photodiodes.pdf</a>> (consultato il 29 Ottobre 2008).
- [32] PerkinElmer Optoelectronics. Application Note #4 Modes of Operation, 2006. Online: <a href="http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/">http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/</a> ApplicationNotes/APP\_Photodiodes.pdf> (consultato il 29 Ottobre 2008).
- [33] PerkinElmer Optoelectronics. Characteristics of a Photodiode, 2006. Online: <a href="http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/ApplicationNotes/APP\_PhotodiodeCharacteristics.pdf">http://optoelectronics.perkinelmer.com/content/ApplicationNotes/APP\_PhotodiodeCharacteristics.pdf</a>> (consultato il 29 Ottobre 2008).
- [34] Maxim Integrated Products. A Beginners Guide to Filter Topologies, Application Note 1762, 2003. Online: <a href="http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an\_pk/1762">http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an\_pk/1762</a>> (consultato il 29 Ottobre 2008).
- [35] Paul Rako. Photodiode Amplifiers Turning Light into Electricity. National Semiconductor, 2004.
- [36] International Rectifier. Application Note AN-944, Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs, 2008.
- [37] Stéphane Rey. Introduction to LIN (Local Interconnect Network), 2003.
- [38] José Rufino. An Overview of the Controller Area Network. Proceedings of the CiA Forum, 1997.
- [39] M. W. Savage, J. E. Seiler, G.W. Dunham, and D. Platteter. Analog Transients in the National VIP-10 and VIP-50 Process. *IEEE Radiation Effects Data Workshop*, pages 160–164, July 2006.
- [40] National Semiconductor. National Semiconductor Develops New Complementary Bipolar Process, 2000. Online: <a href="http://www.national.com/nationaledge/aug01/860.html">http://www.national.com/nationaledge/aug01/860.html</a> > (consultato il 10 Ottobre 2008).
- [41] On Semiconductor. AMIS-41682, AMIS-41683, Fault Tolerant CAN Transceiver datasheet, 2008.
- [42] ON Semiconductor. NTR4501N, Power MOSFET, datasheet, 2008.
- [43] C&D Technologies-Murata Power Solutions. Pulse Transformers, 786 Series datasheet, 2001.
- [44] F. William Stephenson. Active Filters. Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering. John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [45] Christopher Temple. Avoiding the babbling-idiot failure in a time-triggered communication system. In Symposium on Fault-Tolerant Computing, pages 218–227, 1998.
- [46] K. Toh, S. Nagata, B. Tsuchiya, and T. Shikama. Radiation effect on PMMA POF under gamma-ray irradiation. In Antonello Cutolo, Brian Culshaw, and Jos Miguel Lopez-Higuera, editors, *Third European Workshop on Optical Fibre Sensors*, volume 6619. SPIE, 2007.

[47] T. Vladimirova, C.P. Bridges, G. Prassinos, et al. Characterising Wireless Sensor Motes for Space Applications. *Second NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems*, pages 43–50, August 2007.