

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Sistema di comunicazione wireless subacqueo



Relatore

prof. Franco Fiori

Candidato

Christian Camporese

Anno Accademico 2019/2020

A mamma, papà, mio fratello

e

ad Alessandra

Indice

Sommario	i
1 Stato dell'arte	3
1.1 La comunicazione ottica sottomarina	4
1.1.1 Il canale ottico sottomarino	4
1.1.2 Dati sperimentali	8
1.2 Trasmettitore	12
1.3 Ricevitore	14
1.3.1 Tubi fotomoltiplicatori - PMT	14
1.3.2 Fotodiodi a giunzione PIN - PD	14
1.3.3 Fotodiodi a valanga - APD	16
1.3.4 I Fotomoltiplicatori al Silicio - SiPM	18
1.4 Modulazione	18
1.5 Codifica di canale	20
2 Definizione del sistema	21
2.1 Trasmettitore	22
2.2 Ricevitore	23
2.3 Protocollo di comunicazione	26
3 Trasmettitore	28
3.1 Definizione specifiche elettriche	30
3.2 Scelta Topologia	32
3.2.1 Circuito di potenza	35
3.2.2 Topologia	35

3.3	Simulazione	37
4	Ricevitore	41
4.1	Definizione specifiche	43
4.2	Scelta topologia	44
4.2.1	Blocco in trans-resistenza	44
4.2.2	Comparatore di Soglia e Latch	47
4.3	Generazione della tensione di alimentazione per il sensore	48
4.3.1	Definizione specifiche	48
4.3.2	Scelta della topologia	48
4.4	Simulazione	50
4.4.1	Simulazione ricevitore	50
4.4.2	Simulazione circuito di alimentazione del sensore	52
5	Conclusioni	54
A	Tecniche di modulazione nella comunicazione ottica sottomarina	57
B	Il Low Density Parity Check Code - LDPC	64
C	I Fotomoltiplicatori al Silicio - SiPM	70
D	Calcolo della funzione di trasferimento e studio della stabilità dell'amplificatore in trans-impedenza	79
E	Bibliografia	86
F	Elenco delle figure	89

Sommario

Negli ultimi anni, la comunicazione subacquea sta riscontrando grande interesse in molte applicazioni: in ambito militare, nell'industria, per il monitoraggio dell'inquinamento e dei cambiamenti climatici e nella ricerca oceanografica [1]. Fino ad oggi il modo tradizionale per stabilire una comunicazione subacquea è quello di utilizzare le onde acustiche. Questo approccio permette una comunicazione a lungo raggio con problemi relativi all'alta latenza (centinaia di millisecondi), alla banda limitata (centinaia di hertz) e all'effetto Doppler. Per avere una comunicazione subacquea con prestazioni migliori, l'idea è quella di utilizzare le onde in banda ottica.

I principali problemi legati a questo approccio risiedono nell'alto coefficiente di attenuazione totale dell'acqua. Fino ad oggi i sistemi sviluppati richiedono alte potenze (nell'ordine delle decine di Watt); una distanza massima raggiungibile di alcune decine di metri; una velocità di trasmissione massima di alcuni Mbps. I sistemi attuali inoltre soffrono il problema dell'allineamento: il ricevitore e il trasmettitore hanno la necessità di essere perfettamente allineati, altrimenti la comunicazione non è possibile. Il puntamento può essere effettuato attraverso un approccio meccanico o sfruttando complesse geometrie all'interfaccia tra il fascio ottico e il canale acquatico.

Lo scopo di questa tesi è quello di superare gli attuali limiti progettando un sistema di comunicazione ottico sottomarino con un Bit Rate maggiore di 100 Mbps, a lunga distanza (> 100 m), e a bassa potenza (< 10 W) senza l'utilizzo di sistemi meccanici di puntamento.

Molti studi hanno dimostrato che il coefficiente di attenuazione totale ha un minimo nella regione del blu-verde pertanto bisognerà centrare la comunicazione

su una portante che si trova in questa regione [2]. Dal momento che si vuole realizzare una comunicazione non in linea d'aria è meglio basare il progetto su un LED anziché su un LASER. Questo approccio ha il problema che al ricevitore arriva poca luce; problema che può essere risolto utilizzando dei sensori ad elevata sensibilità come i Fotomoltiplicatori al Silicio (SiPM).

Dal momento che i SiPM sono sensori non lineari, possono essere utilizzate solo modulazioni di intensità come la OOK, PPM, DPIM, etc... [3] ognuna con i suoi pro e contro in termini di efficienza di banda, efficienza energetica, complessità della modulazione e robustezza a interferenza intersimbolica (ISI).

Per migliorare l'affidabilità del sistema, sono stati implementati dei codici di correzione dell'errore. Molti schemi di codifica sono possibili come i Turbo code, convolutional, LDPC, ecc... ognuno con i suoi pro e contro in termini di correzione dell'errore, complessità dell'algoritmo di decodifica, costruzione e progettazione del codice.

Una volta che il sistema è stato definito al livello più alto, può essere progettato l'hardware per il trasmettitore e per il ricevitore.

Per quanto riguarda il trasmettitore il principale problema è stato quello di modulare alcuni Ampere di corrente con un Bit Rate minimo di 100 Mbps con un alta efficienza energetica. Il problema è stato risolto andando a generare, utilizzando un Buck e un anello di retroazione, la tensione di alimentazione del LED a partire dalla corrente che scorre al suo interno. Per il ricevitore, il problema principale è quello di polarizzare in modo corretto il Fotomoltiplicatore al Silicio e leggere l'informazione in maniera corretta: dalla tensione di alimentazione dipende la PDE (Photon Detection Efficiency) del sensore e quindi la sua sensibilità, inoltre la corrente fotogenerata, avendo dei tempi di salita e discesa molto brevi, necessita di un amplificatore in trans-impedenza dal prodotto banda-guadagno nell'ordine delle unità di GHz, e dei comparatori di soglia con tempi di propagazione inferiori al nanosecondo.

Capitolo 1

Stato dell'arte

La comunicazione subacquea (UOWC, Underwater Optical Wireless Communication) negli ultimi anni sta avendo molto riscontro sia in ambito accademico che in ambito pratico [1].

Un primo modo in cui il collegamento può essere effettuato è quello di utilizzare le onde acustiche, i cui svantaggi principali però risiedono nella banda limitata (alcune centinaia di Hz), a una grande latenza (nell'ordine delle centinaia di millisecondi) e ad effetto Doppler (nel caso in cui il ricevitore, o il trasmettitore o entrambi siano in movimento); nonostante questi svantaggi ha il privilegio che grandi distanze possono essere coperte. Per cercare di arginare il problema del basso bit rate, con l'avvento del digital processing, sono stati progettati sofisticati metodi di modulazione e di compressione, ma nonostante questi progressi, avere una comunicazione wireless basata sulle onde acustiche presenta ancora molti ostacoli che possono essere riassunti in: alta latenza, forte dipendenza dell'attenuazione dalla frequenza e dalle condizioni del canale. Per cui coprire lunghe distanze con un canale acustico, a un ragionevole bit rate risulta essere ancora oggi abbastanza difficile.

Oltre le onde acustiche un altro approccio possono essere le onde a radiofrequenza. Questo tipo di comunicazione porta con se molti svantaggi sempre relativi alla forte dipendenza dell'attenuazione rispetto la frequenza e alle dimensioni dell'antenna: per trasmettere potenze elevate sono richieste delle antenne che possono essere grandi anche decine di metri.

Un ultimo approccio che permette di avere il vantaggio delle dimensioni ridotte dei ricetrasmittitori, del costo contenuto, e dell'alta velocità di trasmissione consiste nell'utilizzo delle onde in banda ottica.

1.1 La comunicazione ottica sottomarina

L'implementazione di una comunicazione in banda ottica sta riscontrando molto interesse soprattutto per la maturazione della tecnologia in questo ambito: la realizzazione di LED e LASER che riescono ad erogare un alta potenza sostenendo elevate frequenze di commutazione, e sensori che godono di un elevata sensibilità.

Numerosi sono gli esempi di sistemi di comunicazione dati realizzati in un canale sottomarino, per esempio [4], [5], [6], i quali indicano la fattibilità e le prestazioni ragionevoli del sistema che si intende realizzare.

1.1.1 Il canale ottico sottomarino

Nella caratterizzazione del canale ottico sottomarino, al momento, si farà riferimento a dell'acqua pulita, senza particolato e ad una profondità tale che i raggi solari non influenzano la comunicazione.

In campo ottico, un liquido trasparente soffre di numerose proprietà che possono essere suddivise in proprietà ottiche "inerenti" e in proprietà ottiche "apparenti". Le proprietà ottiche apparenti sono tutte quelle proprietà che dipendono dalle condizioni ambientali circostanti, mentre le proprietà ottiche inerenti sono quelle proprie del materiale. Quest'ultime sono principalmente la diffusione (comunemente chiamata scattering) e l'assorbimento. Infine conoscendo le proprietà ottiche inerenti di un materiale è possibile dedurre il suo comportamento ottico completo.

Scattering

Lo scattering è il fenomeno secondo il quale quando una particella, come un atomo, una molecola, un granello di polvere, un microrganismo, viene urtato da un

fotone, quest'ultimo viene deflesso in un'altra direzione, potenzialmente anche con un energia diversa.

Lo scattering viene modellato utilizzando la funzione di diffusione di volume (VSF) $\beta(\omega, \lambda)$, che definisce la distribuzione del flusso diffuso, per unità di flusso incidente e per unità di volume in un angolo solido:

$$\beta(\theta, \lambda) = \lim_{\Delta V \rightarrow 0} \frac{I_s(\theta, \lambda)}{E_i(\lambda) \cdot \Delta V}$$

Il coefficiente di scattering $b(\lambda)$ che definisce la potenza irradiata per unità di irradianza:

$$b(\lambda) = 2\pi \int_0^\pi \beta(\theta, \lambda) \sin \theta d\theta$$

La funzione di scattering di fase $\tilde{\beta}(\omega)$, che da la distribuzione angolare della luce diffusa da una particella a una data lunghezza d'onda

$$\tilde{\beta}(\omega) = \frac{\beta(\lambda, \theta)}{b(\lambda)}$$

Dal momento che si sta trattando acqua di mare senza particolato, è possibile ipotizzare ragionevolmente che tutte le particelle sciolte hanno dimensioni molto più piccole delle lunghezze d'onda utilizzate in ambito ottico, pertanto in questa trattazione, lo scattering di Mie, ovvero la diffusione elastica dovuta a particelle le cui dimensioni sono comparabili con la lunghezza d'onda dell'onda incidente, ed eventuali scattering anelastici, nei quali il fotone viene diffuso a lunghezza d'onda diversa (per esempio l'effetto Raman), saranno trascurati.

Scattering di Rayleigh Lo scattering di Rayleigh avviene quando il fotone incontra per la sua strada oggetti che hanno dimensioni molto minori rispetto la sua lunghezza d'onda.

Dal momento che la trattazione si svolge per lunghezze d'onda che vanno dal vicino infrarosso ($\lambda \sim 2\mu m$) fino all'ultravioletto ($\lambda \sim 1nm$), le particelle che che diffondono i fotoni sono perlopiù le molecole e gli ioni disciolti nell'acqua.

Lo scattering di Rayleigh è uno scattering di tipo elastico: l'energia del fotone non viene cambiata quindi la lunghezza d'onda del fotone incidente non varia dopo l'urto.

In letteratura si trovano numerosi testi che trattano questo fenomeno [7] [8] [9], in questa trattazione ci si rifà al risultato finale, ovvero alla sua $\beta(\lambda, \theta)$ (VSF, Volume Scattering Function), che nel caso particolare della diffusione di Rayleigh è

$$\beta(\lambda, \theta)_{Rayleigh} = \frac{\alpha^2 k^4}{16\pi^2 \varepsilon_0^2} \cdot \frac{1 + \cos^2 \theta}{2}$$

dove α è la polarizzabilità del dielettrico, k è il vettore d'onda dell'onda incidente e ε_0 è la costante dielettrica nel vuoto.

E' subito evidente che la VSF è fortemente dipendente dalla lunghezza d'onda ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$): in particolare ha una dipendenza alla quarta potenza. Questa è per esempio la ragione per cui il cielo è di colore azzurro, in quanto i fotoni ad energia maggiori vengono diffusi maggiormente rispetto a fotoni a più bassa energia.

Questo suggerisce quindi che nel caso si voglia stabilire una comunicazione subacquea, non si può scegliere una portante a bassa lunghezza d'onda, altrimenti i fotoni non verrebbero indirizzati verso il ricevitore, ma deflessi in tutte le direzioni.

Utilizzando l'equazione di Lorentz-Lorenz si può esplicitare la polarizzabilità rispetto il coefficiente di riflessione del mezzo secondo la seguente espressione:

$$\frac{n^2 - 1}{n^2 + 1} = \frac{4}{3}\pi N\alpha$$

dove N è il numero di molecole per unità di volume e n è l'indice di rifrazione del materiale. Quest'ultimo fattore suggerisce che la polarizzabilità di un mezzo cambia al variare del numero di molecole per unità di volume: nel caso di un fluido significa che la VSF cambia anche al variare della pressione, ma anche dalla concentrazione molare dei soluti. Inoltre la dipendenza della VSF dal coefficiente di riflessione dice che lo scattering dipende anche dalla natura del soluto.

A questo punto è utile introdurre il coefficiente di Scattering definito come:

$$b(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{P_s(\lambda)/P_i(\lambda)}{\Delta r}$$

dove $P_s(\lambda)$ è la potenza diffusa, $P_i(\lambda)$ è la potenza incidente e r è il percorso ottico.

Assorbimento

L'assorbimento è un fenomeno fisico secondo il quale i fotoni incidenti una molecola, cedono la loro energia agli elettroni di quest'ultima. Ogni molecola è molto selettiva rispetto alla lunghezza d'onda che può assorbire in quanto un fotone a energia E_1 può essere assorbito da un elettrone a energia E_v solo se esiste uno stato disponibile a energia $E_1 + E_v$.

Questa forte dipendenza dell'assorbimento dalla lunghezza d'onda mette in evidenza che l'assorbimento di un liquido dipende dalla natura del liquido stesso e dalle sostanze che ne sono disciolte all'interno. Risulta pertanto evidente che il caso migliore per un canale di comunicazione subacqueo è l'acqua distillata. Ogni eventuale impurità, molecola o ione, degraderà inevitabilmente le prestazioni legate all'acqua.

Per modellizzare questo fenomeno, si utilizza un approccio chimico-fisico utilizzando la teoria che sta alla base della spettroscopia UV-VIS [10].

L'equazione di riferimento di questa tecnica spettroscopica è la legge di Bouguer-Lambert-Beer che mette in relazione la luce incidente il materiale con la luce uscente mediante la molarità e l'assorbanza del soluto secondo la seguente equazione:

$$\frac{I_1}{I_0} = e^{\epsilon_\lambda M l}$$

dove $\frac{I_1}{I_0}$ è il rapporto tra la luce uscente e quella entrante, ϵ_λ è l'assorbanza, M è la molarità e l è il percorso ottico percorso dal fascio di luce. Questa è una relazione empirica valida sotto l'ipotesi di basse concentrazioni; ipotesi non limitante in quanto secondo le ipotesi fatte in precedenza, si sta trattando acqua pulita, le cui concentrazioni molari possono essere ipotizzate nell'ordine dei $\mu g/l$ o, al massimo, del mg/l .

E' interessante il comportamento della soluzione se sono presenti più soluti di natura diversa: lo spettro di assorbimento totale sarà semplicemente la somma degli spettri di assorbimento.

Si può definire a questo punto un coefficiente di assorbimento totale della soluzione

$a(\lambda)$:

$$a(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{P_a(\lambda)/P_i(\lambda)}{\Delta r}$$

dove $P_a(\lambda)$ è la potenza assorbita, $P_i(\lambda)$ è la potenza incidente e r è il percorso ottico.

1.1.2 Dati sperimentali

In fase di misura, al giorno d'oggi, può risultare difficile misurare distintamente i contributi dovuti allo scattering e/o all'assorbimento, pertanto si fa riferimento al coefficiente di attenuazione totale $c(\lambda)$ che è la combinazione lineare tra il coefficiente di assorbimento e il coefficiente di scattering.

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda)$$

Secondo questo nuovo coefficiente la relazione $P_{out} - P_{in}$ può essere scritta come:

$$P_{out} = P_{in} \cdot e^{-c(\lambda) \cdot d}$$

Lo studio delle proprietà ottiche dell'acqua è esaminato in modo approfondito in ambito oceanografico.

Lo studio dell'attenuazione totale dell'acqua è stato compiuto da numerosi studiosi che utilizzando varie tecniche hanno ottenuto risultati abbastanza compatibili tra loro. In [2] è presente una misura dell'attenuazione dell'acqua e la comparazione con i dati già reperibili.

La figura 1.1 mostra i vari risultati ottenuti, e da tutte le varie misure sono ben visibili 3 zone:

- la zona viola corrispondente all' ultravioletto dove è distinguibile l'attenuazione dovuta allo scattering di Rayleigh che va come λ^{-4}
- la zona verde corrispondente al colore verde/blu dove si identifica un minimo di assorbimento

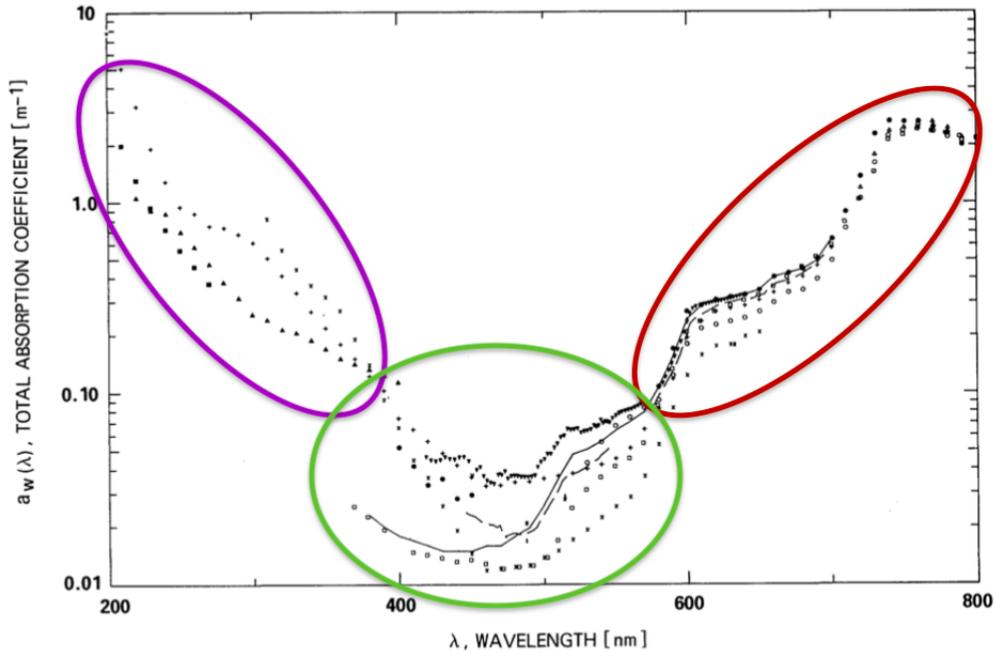


Fig. 1. Total absorption coefficient for pure freshwater [$a_w(\lambda)(m^{-1})$] vs wavelength [$\lambda(nm)$] as given by various authors: solid line, Morel and Prieur⁸; dashed line, Tam and Patel¹⁰; \blacktriangledown , Querry *et al.*⁷; 1, 2, Hass and Davison⁹; \times , Sawyer²⁶; $+$, Dawson and Hulbert²⁷ (200–400 nm) and Hulbert²⁸ (400–700 nm); \blacktriangle , Lenoble and Saint-Guilly³¹; \square , James and Birge²⁹; \circ , Clark and James³⁰; \triangle , Curcio and Petty⁴⁰; \bullet , Sullivan³²; \blacksquare , Armstrong and Boalch.²²

Figura 1.1: Coefficiente di attenuazione totale per acqua dolce al variare della lunghezza d'onda misurata da vari autori - [2]

- la zona rossa corrispondente alle lunghezze d'onda al di sotto dei 500 nm dove sono visibili gli effetti dell'assorbimento.

Da tali evidenze sperimentali e dalla teoria trattata finora è possibile notare che un'eventuale comunicazione ottica dovrà avvenire nel range delle lunghezze d'onda che vanno tra i 400 nm e 600 nm che corrispondono ai colori che vanno dal verde al blu.

Puntamento e Allineamento

Dal momento che il fascio ottico può essere anche molto stretto, quello del puntamento può essere un problema rilevante. La distribuzione del campo al ricevitore, tenendo conto del disallineamento può essere descritto come:

$$E_r = E(l, r)e^{-cL} + \int_0^{+\infty} E(l, \nu)e^{-cL} \cdot \left\{ \int_0^L b\tilde{\beta}(\nu(L-z)) dz \right\} d\nu$$

dove E_r è la distribuzione di campo al ricevitore, $E(L, r)$ e $E(L, \nu)$ sono le distribuzioni di campo della sorgente laser nel dominio dello spazio e della frequenza, L è la distanza tra ricevitore e trasmettitore, r è la distanza tra il centro dell'apertura del ricevitore e il centro del fascio incidente sul piano del ricevitore che si assume essere perpendicolare alla normale del piano del ricevitore, b e c sono i coefficienti di scattering e di attenuazione totale, $\tilde{\beta}$ è la funzione di fase di scattering.

Da questa relazione, anche in modo intuitivo, è possibile notare che un'acqua torbida, dove la diffusione ha grande rilevanza, oppure l'utilizzo di un LED anziché un Laser l'allineamento non è un punto critico.

E' interessante notare tuttavia quanto l'allineamento sia un aspetto da tener presente, in quanto un disallineamento di soli 3 gradi può ridurre la risposta del ricevitore di addirittura un fattore 100. Per cercare di arginare questo problema sono state varate alcune idee:

- L'utilizzo di sensori ottici a elevatissimo guadagno capaci di rilevare anche un singolo fotone;
- L'utilizzo di ricevitori e trasmettitori intelligenti [11] che sfruttano le tecniche della comunicazione wireless standard come L' LTE, il 4G, il 5G applicate nella comunicazione subacquea;
- L'utilizzo, come trasmettitore, non di un LASER, ma di un LED con lo svantaggio che, dal momento che la potenza ottica non è concentrata in un fascio stretto, la distanza raggiungibile può essere minore

C'è da dire che il problema del puntamento risulta meno rilevante nel caso di comunicazioni non in linea d'aria (chiamate in letteratura NLOS -Not Line Of Sight) dove il fascio luminoso non può arrivare direttamente al ricevitore, con i

problemi relativi alla minore potenza ricevuta del caso LOS (Line Of Sight).

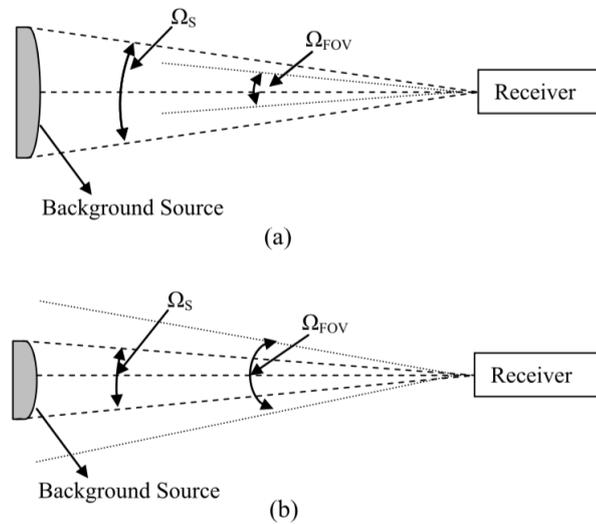


Figura 1.2: Rumore derivante dalla FOV: geometria in 2 diverse situazioni : a) l'angolo solido della FOV del ricevitore è più piccolo dell'angolo solido della sorgente, b) l'angolo solido della FOV del ricevitore è più grande dell'angolo solido della sorgente [1]

Rumore di fondo

Quello del rumore di fondo è un problema che deve essere analizzato prima di procedere con il progetto di un sistema di comunicazione subacqueo. Tipicamente lo spettro del rumore di fondo viene descritto come rumore gaussiano bianco. Le principali fonti di rumore sono:

- il rumore di fondo della radiazione del corpo nero;
- il rumore derivante da altre fonti luminose;
- luce diffusa collezionata dal ricevitore.

Nel caso che il sistema di comunicazione si trovi a una profondità elevata, come l'ipotesi fatta in partenza, il rumore derivante da altre fonti luminose può essere trascurato.

Per quanto riguarda lo spettro di potenza di rumore della radiazione da corpo nero si ha che:

$$P_{CorpoNero} = \frac{2hc^2\gamma A_r(\pi FOV)^2\Delta\lambda T_a T_f}{\lambda^5 [e^{hc/\lambda kT} - 1]}$$

dove c è la velocità della luce nel vuoto, h è la costante di Planck, $T_a = \exp(-\tau_o)$, $\gamma = 0.5$ è il fattore di assorbimento luminoso. Questo tipo di rumore può essere ridotto utilizzando dei filtri ottici a banda stretta posti prima del foto-rilevatore. La luce diffusa dal ricevitore si ha quando l'angolo solido che vede il ricevitore è maggiore dell'angolo solido del fascio di luce : questa situazione è visibile in figura 1.2 [1]. In questo caso se esistono delle sorgenti luminose in acqua, anche di piccola intensità, possono causare del rumore. Per ridurre questo effetto, si potrebbe aumentare la FOV (Function of Volume) della sorgente, ovviamente senza esagerare, perché altrimenti la potenza collezionata dal ricevitore potrebbe ridursi.

1.2 Trasmettitore

Per il progetto di un generico trasmettitore serve capire le caratteristiche del canale cui fa riferimento. Come già detto inizialmente, il canale è composto da acqua pulita senza il rumore derivante da radiazione solare.

In generale, in una comunicazione subacquea in linea d'aria, la potenza trasmessa che arriva al ricevitore è:

$$P_r = P_t e^{c(\lambda)\frac{d}{\cos\theta}} \frac{A_r \cos\theta}{2\pi d^2 (1 - \cos\theta_d)} \quad (1.1)$$

dove P_t è la potenza trasmessa, d è la distanza in linea d'aria tra il ricevitore e il trasmettitore, θ è l'angolo tra la perpendicolare del piano del ricevitore e la traiettoria tra trasmettitore e ricevitore, $c(\lambda)$ è il coefficiente di attenuazione totale alla lunghezza d'onda λ , θ_d è l'angolo di apertura del Laser/LED, mentre A_r è l'area di apertura del ricevitore.

Questa equazione può essere divisa in due parti: la prima riferita alle perdite del canale, mentre la seconda alle perdite geometriche. Quest'ultimo fattore può

essere rilevante se lo spot luminoso è di gran lunga maggiore all'area del ricevitore. Per cercare di massimizzare la potenza al ricevitore può essere opportuno mettere una lente all'ingresso del ricevitore che focalizzi lo spot luminoso sul fotorelevatore in modo tale da incentrare tutta la potenza sulla sua area. Tuttavia il θ_d , l'angolo di divergenza della sorgente luminosa non deve essere troppo grande in modo tale da superare troppo le dimensioni del ricevitore, perché così facendo si avrebbe della luce persa che non può essere raccolta.

Per minimizzare il coefficiente di attenuazione totale, in seguito a ciò che è stato trattato finora, la lunghezza d'onda per la trasmissione sarà tra i 400nm e i 550 nm, compatibilmente con i dispositivi disponibili a catalogo.

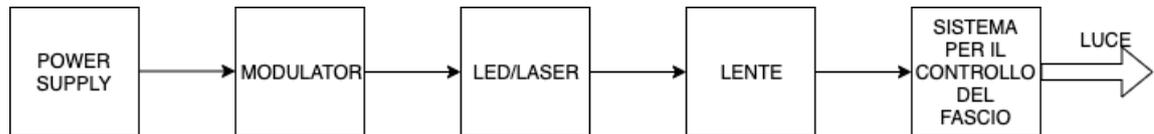


Figura 1.3: Schema a blocchi di un generico trasmettitore

Il discriminante nella scelta del dispositivo ottico attivo (Laser o LED) sta nella distanza che si vuole raggiungere, nel tipo di comunicazione (LOS o NLOS), oltre che nella velocità di comunicazione. In linea di principio con i LED, data la grande apertura del fascio luminoso, anche se possono essere raggiunte distanze minori, si ha il vantaggio che il trasmettitore e il ricevitore possono non essere perfettamente allineati; i LED consentono inoltre di ottenere una velocità di trasmissione minore rispetto ai LASER.

Se si volesse utilizzare una comunicazione basata su un LED, per ottenere una potenza in trasmissione maggiore, può essere valutata l'opzione di utilizzare un array di LED.

Uno schema a blocchi del trasmettitore può essere visibile in figura 1.3

1.3 Ricevitore

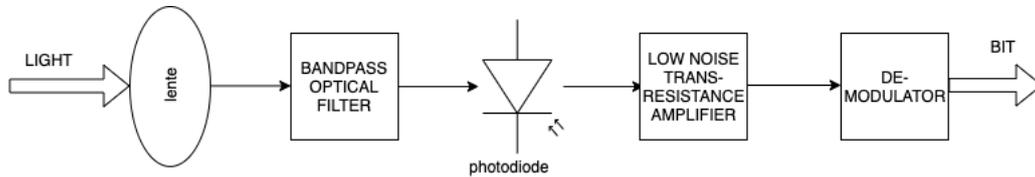


Figura 1.4: Schema a blocchi di un generico ricevitore

In figura 1.4 è possibile vedere uno schema di principio del ricevitore dove l'elemento cardine è il foto-rilevatore. La tecnologia odierna mette a disposizione molti tipi di sensori le cui caratteristiche sono diverse in termini di sensibilità, tensione operativa, costo e dimensioni. I principali foto-rilevatori che la tecnologia odierna mette a disposizione sono i tubi fotomoltiplicatori (PMT), fotodiodi PIN (PD), fotodiodi a valanga (APD) e i Fotomoltiplicatori al Silicio (SiPM).

1.3.1 Tubi fotomoltiplicatori - PMT

I tubi fotomoltiplicatori hanno una grandissima sensibilità, tale da rilevare anche un singolo fotone. Lo svantaggio nel loro uso risiede nell'elevato costo e nelle grandi dimensioni nonché nella difficoltà del pilotaggio. Visti i loro svantaggi i tubi fotomoltiplicatori sono utilizzati in ambito medico e in ambito di ricerca perché richiedono tensioni operative superiori alle centinaia di Volt e, non meno importante, possono essere anche molto ingombranti.

1.3.2 Fotodiodi a giunzione PIN - PD

Un'alternativa sono i fotodiodi a giunzione. Questo tipo di fotodiodi hanno il vantaggio di essere piccoli e facilmente polarizzabili. I fotodiodi sono dei dispositivi a semiconduttore di tipo P-i-N. Il principio di funzionamento sta nel fatto che una coppia elettrone lacuna viene generata per ogni fotone che raggiunge la regione intrinseca all'interno delle zone dopate n e p. Questo diodo, se polarizzato inversamente, fornisce una corrente proporzionale alla potenza ottica incidente,

che viene chiamata corrente fotogenerata. I parametri fondamentali nella scelta di un fotodiodo sono:

- responsività;
- la capacità ai terminali;
- il tempo di salita;
- l'Area;
- la corrente di buio.

Responsività La responsività è il coefficiente che correla la potenza ottica incidente con la corrente in uscita. E' una funzione della lunghezza d'onda dell'onda incidente e per i fotodiodi a giunzione, vale non più di 0.15 A/W nel range di lunghezze d'onda che vanno dai 400 nm ai 500 nm. Dallo studio dei dispositivi a catalogo si nota che il semiconduttore più utilizzato per questo tipo di applicazione è il silicio. I fotodiodi al silicio hanno una responsività che aumenta con l'aumentare della lunghezza d'onda (verso l'infrarosso) ma, come visto dalle proprietà ottiche dell'acqua, non conviene aumentare troppo la lunghezza d'onda perché questo implica aumentare anche l'assorbimento del canale.

Capacità ai terminali e tempo di salita Questi due fattori sono molto utili per determinare la risposta in frequenza del dispositivo, in particolare per capire che bit rate può sostenere il ricevitore. In particolare, il tempo di salita, facendo riferimento alla nota equazione $B * t_r = 0.35$, fornisce la banda del fotodiodo. Le capacità ai terminali invece sono un aspetto da tenere presente per capire il carico al fotodiodo: un carico troppo grande andrebbe inevitabilmente a ridurre la banda del dispositivo. Inoltre le capacità ai terminali scoraggiano l'utilizzo in parallelo di più fotodiodi: si aumenterebbe di certo la sensibilità alla potenza, ma con una diminuzione della banda utile.

L'area Come già è stato trattato in precedenza, l'area ricopre un ruolo fondamentale nella potenza ricevuta. Infatti più è grande il fotodiodo e maggiore è la quantità di potenza raccolta. Inoltre nel caso si utilizzi una lente per focalizzare la luce sull'area attiva, più è grande la superficie del fotodiodo, più facile risulta il dimensionamento della lente.

La corrente di buio Quando un normale diodo è polarizzato inversamente è ben noto che una corrente non nulla scorre tra i suoi capi, denominata corrente inversa di saturazione. Nei fotodiodi accade un fenomeno analogo e questa corrente è detta corrente di buio. Questo è un parametro fondamentale in quanto determina la quantità minima di potenza ottica incidente che può essere rilevata.

1.3.3 Fotodiodi a valanga - APD

I fotodiodi a valanga sono un particolare tipo di fotodiodi che sfruttano l'effetto valanga per aumentare la sensibilità del sensore alla luce: il fotone rilevato produce una coppia elettrone-lacuna come i normali fotodiodi pin, ma, lavorando al bordo del breakdown, utilizzano l'effetto valanga come un meccanismo di moltiplicazione interna per aumentare la corrente fotogenerata. Per questi fotodiodi, i parametri importanti sono due: l'efficienza quantica, come i normali fotodiodi PIN e il guadagno intrinseco. La responsività totale è il prodotto tra queste due quantità: tipicamente risulta essere circa due ordini di grandezza superiore ai normali fotodiodi PIN. Inoltre la banda di questi dispositivi può raggiungere facilmente il GHz.

Il principale svantaggio risiede nella possibilità di questi dispositivi ad operare nel visibile, dove le sensibilità sono all'incirca quasi un ordine di grandezza inferiori rispetto alla lunghezza d'onda predominante.

I fotodiodi a valanga possono essere utilizzati in una configurazione tale da permettere la rilevazione di un singolo fotone.

Diodo fotorilevatore a singolo fotone - SPAD

I fotodiodi a valanga vengono utilizzati in configurazione SPAD in condizione di scarsa o quasi nulla illuminazione, dove c'è bisogno di un'alta sensibilità alla luce. Seguendo questo modus operandi, l' APD viene polarizzato oltre la sua tensione di breakdown, lavorando in "Geiger Mode" ([12]): quando un fotone incide sulla parte attiva del fotorilevatore, si scatena una valanga. Per poter permettere la lettura di una nuova informazione è necessario che questa sia arrestata resettando di fatto il sensore: questo processo viene detto "quench". Esistono vari circuiti di quench, sia attivi che passivi, ognuno con i suoi pregi e difetti. La tecnica di quench più diffusa è quella di posizionare una resistenza in serie al fotodiolo come in figura 1.5

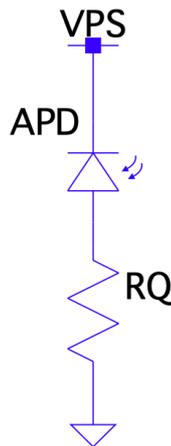


Figura 1.5: APD in configurazione SPAD

Dal momento che la tensione ai capi del circuito è fissa, se nella resistenza non scorre corrente, la tensione applicata ai capi del fotodiolo è V_{PS} ; quando un fotone colpisce il sensore, si scatena una valanga, facendo scorrere quindi una corrente nella resistenza RQ generando una tensione ai suoi capi. La tensione ai capi del sensore diventa quindi: $V_{APD} = V_{PS} - V_{RQ}$. Se la resistenza è dimensionata in modo opportuno, la tensione ai capi del fotodiolo è minore della sua tensione di breakdown, arrestando di fatti la valanga.

Da questa breve trattazione risulta evidente che il problema principale della configurazione SPAD è la mancanza di linearità: non c'è differenza nella corrente

generata se il sensore viene colpito da uno o più fotoni. Per risolvere il problema della mancanza di linearità sono stati introdotti i fotomoltiplicatori al silicio.

1.3.4 I Fotomoltiplicatori al Silicio - SiPM

Dal momento che gli SPAD sono dei dispositivi non lineari che danno solo un'informazione relativa all'assenza/presenza di luce, per avere un dispositivo che abbia un comportamento quasi-lineare, sono stati creati degli array di SPAD [12]. Statisticamente, il numero di celle colpite dai fotoni è proporzionale al numero di fotoni che arrivano al sensore. La corrente fotogenerata, per basse quantità di luce, è proporzionale alla potenza ottica al sensore.

Nei Fotomoltiplicatori al Silicio si fa riferimento alla microcella come l'insieme del fotodiodo a valanga e del resistore di quench. Più grande è la microcella, maggiore sarà la sensibilità del dispositivo ma con la conseguenza di un dispositivo più lento.

Uno tra i parametri più interessanti di questo tipo di dispositivo è la tensione di lavoro: si riescono ad ottenere alti guadagni con una tensione applicata di circa 30V, contro i 100 V o più richiesti da alcuni APD. Questo tipo di sensori riescono a fornire una responsività nelle lunghezze d'onda del visibile che è anche diversi ordini di grandezza superiore a quella degli APD. Il principale svantaggio, come già accennato, risiede nella loro poca linearità.

1.4 Modulazione

Quella della modulazione è una scelta importante in quanto le prestazioni in termini di BER, di diagramma ad occhio e di efficienza energetica dipendono dal canale, dal rilevatore e della sorgente, ma anche dalla modulazione scelta e dal tipo di codifica di canale.

Dal momento che l'attenuazione dell'acqua per le frequenze ottiche è abbastanza alta, è fondamentale ricercare delle tecniche di modulazione che godono di un'alta efficienza energetica in termini di potenza richiesta per bit.

Come riferisce [1], per le comunicazioni ottiche le tecniche di modulazione vengono suddivise in coerenti e di intensità. Le più largamente utilizzate nelle comunicazioni subacquee sono le modulazioni di intensità basate sulla "On-Off Keying" - OOK, o la "Pulse Position Modulation" - PPM. Questo tipo di comunicazioni hanno il vantaggio di essere facilmente implementabili, e hanno un buon comportamento in termini di efficienza e di BER. Tra la OOK e la PPM, il trade-off risiede in termini di efficienza energetica e efficienza di banda: la OOK gode di una buona efficienza di banda, mentre la PPM gode di una efficienza energetica 8 volte maggiore a discapito dell'efficienza di banda. Grazie alla sua grande efficienza energetica, buona parte delle comunicazioni subacquee sono state realizzate utilizzando come tecnica di modulazione la PPM.

Numerose varianti sono state varate per migliorare l'efficienza di banda come la "Differential PPM" (DPPM), la "Digital Pulse Interval PPM" (DPI-PPM), "Differential Amplitude PPM" (DAPPM). Per una trattazione maggiormente dettagliata sui vari tipi di modulazione utilizzata nelle comunicazioni ottiche sottomarine si rimanda all' Appendice A.

Sebbene non ampiamente diffuse, le modulazioni coerenti sono comunque di grande interesse. Queste tecniche di modulazione consistono nel modulare la potenza ottica su una portante sinusoidale e applicare su questa portante le comuni tecniche di modulazione in radiofrequenza quali la BPSK, QAM, FSK, ecc...

Il vantaggio di questo tipo di modulazione è la possibilità di ottenere dei BER più alti, con lo svantaggio di avere una complessità rilevante per quanto riguarda i circuiti di demodulazione. Inoltre applicare questo tipo di modulazione con ricevitori basati sui fotomoltiplicatori al silicio può essere abbastanza complicato data la poca linearità tra la potenza ottica e la corrente fotogenerata.

La scelta del tipo di modulazione dipende quindi dalle esigenze della comunicazione: se per esempio si ha una comunicazione a energia limitata è opportuno utilizzare una modulazione basata su una tecnica PPM.

1.5 Codifica di canale

Dagli studi riportati finora e dai risultati sperimentali visti in letteratura, è possibile notare che il Bit Error Rate del canale risulta piuttosto basso. Per cercare di migliorarlo, delle tecniche di correzione dell'errore e dei bit ridondanti possono essere una soluzione.

In letteratura sono presenti numerose tecniche di codifica adottate per cercare di massimizzare l'efficienza energetica e il BER utilizzando degli schemi quali Turbo, low density parity check, Reed Solomon, convolutional, etc... Possono essere utilizzate tutte le tecniche di correzione dell'errore utilizzate nelle telecomunicazione classiche: in linea generale una codifica LDPC (Low density parity check) fornisce delle ottime prestazioni ma è piuttosto difficile [13] [14], mentre una codifica CRC (Cyclic Redundancy Check) ha una buona efficienza energetica e ha un correzione dell'errore semplice [15].

Numerose sono le pubblicazioni che ne fanno riferimento.

Capitolo 2

Definizione del sistema

In questo capitolo verranno definite le caratteristiche del sistema che dovrà essere progettato. L'approccio seguito è di tipo top-down, andando a definire prima le caratteristiche generali del sistema per poi scendere in profondità fino all'hardware. Dal punto di vista più alto il sistema dovrà permettere la comunicazione in banda ottica per una distanza di almeno 200 metri con un bit rate di almeno 100 MBps.

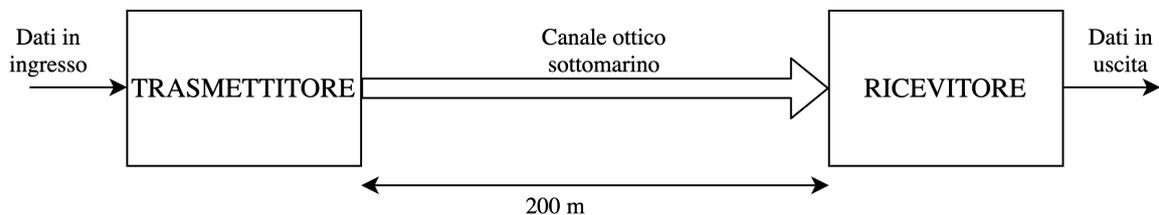


Figura 2.1: Il sistema di comunicazione dati dal punto di vista più alto

Come già visto nel capitolo precedente, il coefficiente di attenuazione totale dell'acqua ha un minimo nel range delle lunghezze d'onda che vanno dai 400 nm ai 600 nm e pertanto bisognerà lavorare nella regione del blu-verde.

Per quanto concerne il canale ottico, possono essere fatte varie assunzioni:

1. Il canale è formato da acqua pulita, pertanto la presenza del particolato è trascurata;

2. Il canale si trova ad alta profondità, pertanto la radiazione solare può essere trascurata;
3. Non sono presenti turbolenze ed eventuali ostacoli tra trasmettitore e ricevitore;
4. La temperatura dell'acqua va dai 10 C ai 45 C.

2.1 Trasmettitore

Facendo riferimento all'immagine 1.3 si andranno ora a definire i vari blocchi del sistema.

Per quanto concerne il trasmettitore bisogna capire se scegliere un approccio che utilizzi un LED o un LASER. Come già esaminato in precedenza, un LASER permette una comunicazione più veloce e ad una distanza maggiore (data la maggiore concentrazione del fascio) con il problema che se il ricevitore e il trasmettitore sono disallineati, seppure di poco, la comunicazione non può essere stabilita. Per utilizzare quindi una comunicazione basata su un LASER, sono richiesti anche dei sistemi di puntamento meccanici di precisione, o complesse geometrie, che aumentano di molto il costo e la complessità del sistema.

Un LED è più lento rispetto a un LASER ma, dal momento che il fascio di luce ha un angolo di divergenza molto più ampio rispetto a un LASER, non è richiesto alcun sistema di puntamento in quanto parte della luce irradiata, seppur inferiore, riesce comunque ad arrivare al ricevitore. Inoltre generalmente i LED nella regione del blu-verde sono molto più economici dei LASER. Il costo di questi vantaggi è che una minore distanza può essere raggiunta.

A questo punto, data la possibilità di progettare un sistema che non prevede un complesso sistema di puntamento, dato il minor costo dei LED rispetto ai LASER, la scelta è quella di utilizzare un LED come elemento cardine del trasmettitore.

In questa prima analisi, le lenti e il sistema di controllo del fascio possono non essere considerati, in quanto la scelta di un LED è dovuta per l'appunto al fatto

che il fascio di luce, per il momento, non dovrà essere controllato. Tuttavia bisognerà comunque prestare attenzione all'angolo di divergenza del LED.

Il modulatore dovrà convertire l'energia contenuta nella fonte di energia primaria nella forma più adatta al LED. Date le alte potenze in gioco, sia per l'affidabilità del sistema che per non generare troppo calore che poi dovrà essere portato via, il modulatore dovrà avere un'efficienza la più alta possibile. All'interno del modulatore dovrà essere presente un micro-controllore che permette il controllo della comunicazione secondo i protocolli che verranno poi decisi.

In figura 2.2 è possibile vedere la definizione del trasmettitore attraverso uno schema a blocchi. La velocità di trasmissione dovrà essere almeno di 100 MBps.

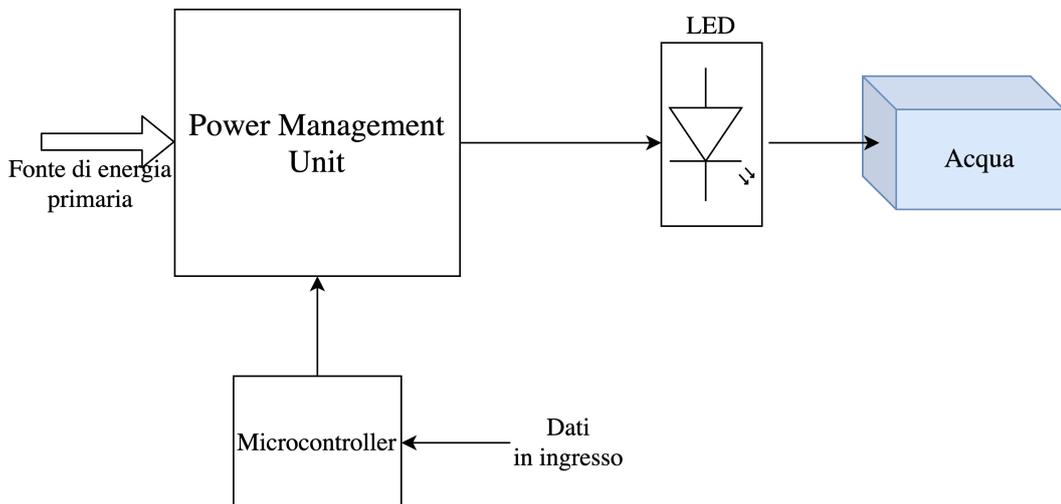


Figura 2.2: Schema a blocchi del trasmettitore

2.2 Ricevitore

Il ricevitore svolge un ruolo fondamentale in ogni sistema di comunicazione dati, in quanto dalla sua sensibilità, dal suo rumore, dipendono molte caratteristiche del sistema quali per esempio la potenza necessaria al collegamento e il BER.

Dal momento che l'acqua ha una attenuazione in banda ottica abbastanza alta, per non maneggiare grandi potenze, la scelta migliore è quella di utilizzare dei sensori che offrono la massima sensibilità. Seguendo questo ragionamento, da un

punto di vista della responsività, i sensori più adatti sono i Fotomoltiplicatori al Silicio i quali offrono sensibilità che sono qualche ordine di grandezza più grandi dei fotodiodi PIN o dei fotodiodi APD. L'utilizzo di questi sensori, data la loro poca linearità, non consente di utilizzare modulazioni digitali a più livelli (come per esempio una ASK-multilivello). Nonostante quest'ultimo svantaggio, la scelta sul sensore da utilizzare ricade comunque su un Fotomoltiplicatore al Silicio vista l'esigenza di raggiungere grandi distanze e vista la necessità di non utilizzare troppa potenza per la trasmissione.

Anche qui, come nel caso del trasmettitore, al momento il sistema di lenti non verrà considerato, sia per semplificare il progetto del ricetrasmittitore, sia perché non del tutto necessario data la grande sensibilità del sensore utilizzato.

Il filtro ottico passa-banda sarebbe indispensabile per migliorare le prestazioni del sistema se questo operasse in condizioni per cui la radiazione solare arrivi al ricevitore. Date le ipotesi fatte in precedenza, ovvero che il sistema è una profondità tale che la radiazione solare (o provenienti da altre fonti luminose) è trascurabile, non è necessario considerare al momento tale filtro.

Il blocco in trans-impedenza dovrà essere progettato opportunamente per non rallentare il sensore e per poter permettere la lettura dell'informazione in maniera corretta. Sarà necessario scegliere la topologia adatta e dimensionare in modo opportuno il circuito.

Il demodulatore, dal momento che l'informazione è su due livelli, può essere fatto da un comparatore di soglia e da un micro-controllore, che provvede ad estrarre l'informazione dai dati ricevuti.

In figura 2.3 è possibile la definizione del ricevitore attraverso uno schema a blocchi.

Utilizzando un Fotomoltiplicatore al Silicio, considerando gli studi già effettuati sull'attenuazione del canale sottomarino, è possibile effettuare una stima sulla potenza ottica necessaria per creare il collegamento.

La potenza ottica al ricevitore è pari a:

$$P_{RX} = P_{TX} e^{-\lambda_c L}$$

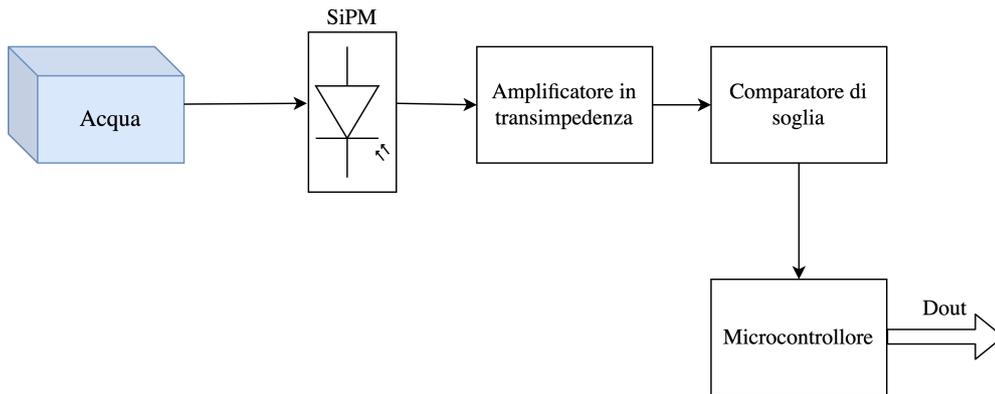


Figura 2.3: Schema a blocchi del ricevitore

dove P_{RX} è la potenza ottica al ricevitore, P_{TX} è la potenza ottica al trasmettitore, λ_c è il coefficiente di attenuazione totale (che tiene conto della diffusione e dell'assorbimento) mentre L è la distanza tra trasmettitore e ricevitore.

Con un Fotomoltiplicatore al Silicio, il quale converte l'informazione contenuta nella potenza ottica in una corrente attraverso la responsività R , si ha che la corrente fotogenerata al ricevitore è pari a:

$$I_{ph} = R \cdot P_{RX} = P_{TX} R e^{-\lambda_c L}$$

Per calcolare la potenza al trasmettitore necessaria ad avere una corrente fotogenerata I_{th} , a una specifica distanza tra trasmettitore e ricevitore, si inverte l'espressione soprastante in funzione di P_{TX} . Pertanto si ha che:

$$P_{TX} = \frac{I_{th}}{R e^{-\lambda_c L}}$$

Per poter calcolare la potenza necessaria al trasmettitore per poter effettuare un link ottico di almeno 200 m è necessario effettuare alcune stime:

il coefficiente di attenuazione totale λ_c è stimato a 0.1 m^{-1} [2], la Responsività, facendo riferimento alla responsività tipica di un fotomoltiplicatore al silicio, è pari a $28 \cdot 10^3 \text{ A/W}$, mentre la corrente minima rilevabile è stata imposta a $150 \mu\text{A}$. Con tali stime si ha che la minima potenza ottica necessaria al trasmettitore è all'incirca di

$$P_{TX} = 2.6 \text{ W}$$

2.3 Protocollo di comunicazione

Quella del protocollo di trasmissione è una scelta importante perché da esso dipendono numerose prestazioni del sistema.

La comunicazione, secondo i sistemi di comunicazione standard, avverrà in pacchetti, con dei bit di start, dei bit di dato e infine dei bit di correzione dell'errore. Dal momento che sono richieste delle potenze molto alte, utilizzare una tecnica di modulazione che predilige l'efficienza energetica a quella di banda potrebbe essere una buona idea. Facendo riferimento all'Appendice A, tra le tecniche che prediligono l'efficienza energetica esistono la PPM e la DPIM. Come già ampiamente analizzato, il problema principale della Pulse Position Modulation è correlato alla difficile sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore, cosa che la DPIM rende invece abbastanza naturale. A questo punto l'idea è quella di andare a combinare le due tecniche di modulazione in modo tale da sfruttare i vantaggi legati ad entrambe. Lo schema di modulazione ideato si basa sulla PPM con l'inserimento di un bit di start: l'invio all'inizio di ogni parola di un "1". In questo modo si sa perfettamente quando inizia la trasmissione della nuova parola. In figura 2.4 è possibile vedere l'invio di due parole "011" e "101" secondo lo schema di modulazione scelto.

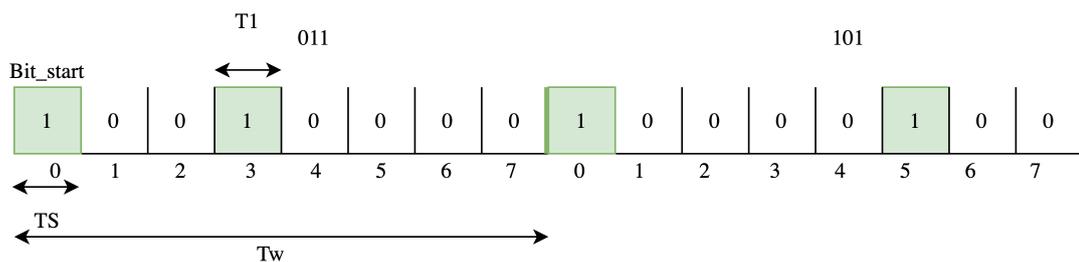


Figura 2.4: L'invio di due parole secondo lo schema di modulazione scelto

Dal momento che ogni parola contiene di fatto il bit di start, non è necessario inviare prima dei bit di start all'inizio di ogni pacchetto. Tuttavia è necessario inserire comunque dei bit di correzione dell'errore dopo l'invio dei bit dei dato. Il tipo di codifica scelto è quella del Low Density Parity Chech Code (LDPC). La

scelta di utilizzare questo tipo di codifica è dovuta principalmente per via delle sue prestazioni e per via del fatto che è facile costruire un algoritmo di decodifica a partire dalla parola ricevuta in quanto, data la tecnica di modulazione che dà l'informazione sulla ricezione corretta dell'informazione, è sufficiente navigare sul grafo dettato dalla matrice di parità per ricavare i bit inviati in partenza. Per una trattazione dettagliata del LDPC si faccia riferimento all' Appendice B.

La scelta per definire il pacchetto è quella di avere un rapporto "bit di dato"/"bit totali" pari a

$$\frac{Bit\ Totali}{Bit\ di\ dato} = \frac{6}{5}$$

con l'invio di

$$Bit\ di\ dato = 600$$

bit di dato per volta.

Per quanto concerne la modulazione PPM, ogni parola invia n_bit con:

$$n_bit = 3$$

In figura 2.5 è possibile visualizzare come è definito il pacchetto.

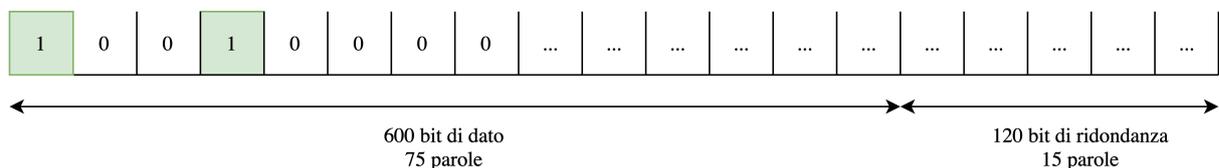


Figura 2.5: La composizione del pacchetto di trasmissione

Capitolo 3

Trasmittitore

Un trasmettitore è un dispositivo che permette la trasmissione di segnali a distanza mediante la trasformazione di un segnale elettrico (tipicamente una tensione) in un segnale acustico, a radiofrequenza, ottico, etc...

Tra i parametri più importanti che caratterizzano i trasmettitori si trovano:

- Tempo di salita : è definito come il tempo che impiega il segnale in uscita, avendo come segnale di ingresso un gradino ideale, a variare dal 10 % al 90% del valore di regime. Tale parametro è un indice della velocità del dispositivo;
- Massimo Bit Rate : strettamente correlato al tempo di salita, è un indice della massima velocità di trasmissione dati che il trasmettitore può sostenere. Il Bit Rate viene calcolato mediante il rapporto tra il numero di bit inviati in un intervallo di tempo e l'intervallo stesso $B_r = \frac{N_{bit}|_{0-ts}}{ts}$;
- Efficienza di conversione : è definito come il rapporto tra la potenza del segnale in uscita e la potenza assorbita dal trasmettitore dalla fonte di energia primaria;
- Massima potenza in uscita : è la massima potenza del segnale in uscita, tipicamente quando si trasmette un 1 logico;
- Modulazione : è il tipo di modulazione scelto per la trasmissione dei dati, strettamente correlata al protocollo di comunicazione.

Il trasmettitore dovrà dare inoltre la possibilità di poter scegliere i livelli logici di potenza ottica in uscita.

Nello specifico caso di interesse, il trasmettitore ha come obiettivo la trasduzione di un segnale di ingresso avente le caratteristiche tipiche dei segnali digitali in un segnale ottico, in particolare nel range della luce visibile, nella gamma di lunghezze d'onda che vanno dai 400 nm ai 600 nm (regione blu-verde).

Secondo i vincoli posti nel capitolo "Definizione del Sistema" il dispositivo che converte l'informazione da dominio elettrico a quello ottico dovrà essere un LED.

3.1 Definizione specifiche elettriche

Dalla descrizione fatta nell'introduzione si fa riferimento a un generico LED di potenza a catalogo che opera nel verde.

Non sono presenti informazioni né riguardanti la banda di modulazione elettro-ottica né riguardanti il comportamento dinamico di questo genere di dispositivi poiché si tratta di dispositivi general purpose e non destinati alla comunicazione VLC. La sua capacità di giunzione, è stata misurata sperimentalmente.

Di questi LED, da un punto di vista elettrico sono presenti solo specifiche relative alla caratteristica V-I. Un'esempio può essere quello visibile in figura 3.1

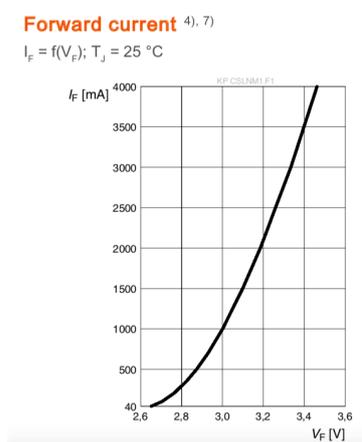


Figura 3.1: Caratteristica statica tensione-corrente tipica di un led di potenza

Per quanto riguarda la caratteristica statica tensione-corrente visibile, la figura 3.1 dà un'indicazione sulle tensioni in gioco, in particolare si può notare che a una corrente di 3 A corrisponde una tensione di circa 3V.

Per un progetto affidabile è opportuno considerare il comportamento in temperatura dal momento che le potenze in gioco possono essere anche elevate. Sui datasheet di questo genere di LED sono riportate due resistenze termiche tra la giunzione e il punto di saldatura: la "resistenza termica reale" e la "resistenza termica elettrica": Il LED è un dispositivo che converte della potenza elettrica in potenza ottica con un'efficienza η . La potenza che contribuisce al riscaldamento del dispositivo è la potenza elettrica che non viene convertita in potenza ottica,

pertanto la resistenza termica reale $\theta_{J-S,real}$ è la resistenza termica che tiene conto solo della potenza in ingresso che non viene convertita in potenza ottica; mentre la resistenza termica elettrica $\theta_{J-S,elect}$ è la resistenza termica che tiene conto di tutta la potenza elettrica in ingresso al LED[16]:

$$\theta_{J-S,elect} = \theta_{J-S,real} \cdot (1 - \eta)$$

Nei datasheet non sono presenti informazioni sul comportamento dinamico del dispositivo, come la capacità di giunzione e il tempo di vita medio dei fotoni, che danno delle indicazioni sulla banda di modulazione del LED. Pertanto la capacità di giunzione del LED utilizzato è stata stimata in laboratorio, in condizioni di zero-bias è pari a:

$$C_{jo} = 1nF$$

Dalle informazione sul LED si procede alla stesura delle specifiche elettriche

1. Corrente di uscita massima = 3 A;
2. Corrente di uscita minima = 1 A
3. Tempo di salita della corrente in uscita < 1 ns;
4. Efficienza di conversione più alta possibile;
5. Segnale di ingresso: livelli logici CMOS;
6. Massimo Bit Rate > 100 MBit/s;
7. Flessibilità nella scelta della massima corrente di modulazione;
8. Flessibilità nella scelta del tipo di modulazione;

Avendo un range della corrente in uscita da 1 A a 3A, la potenza ottica in uscita, ipotizzando un efficienza di conversione pari al 30% si trova nell' intervallo da 0.9 W a 3 W ($P_{opt} = \eta P_{el}$).

3.2 Scelta Topologia

Dalle specifiche menzionate nel paragrafo precedente è evidente che il maggiore ostacolo del circuito risiede nel modulare un'alta corrente, con un'alta efficienza, a un'alta velocità.

Il problema relativo all'efficienza suggerisce di utilizzare un approccio commutato. Tuttavia risulta infattibile un circuito di tipo Chopper, per via dell'alta frequenza di commutazione richiesta, per l'alto costo dei componenti e per la complessità dell'intero circuito e del controllo.

Nella selezione della topologia base per il circuito trasmettitore, è stata scelta la via della semplicità per pilotare un LED: utilizzando un generatore di tensione, una resistenza, e un interruttore secondo lo schema proposto in figura 3.2. L'interruttore ha lo scopo di accendere o spegnere il LED, mentre la resistenza ha lo scopo di limitarne la corrente.

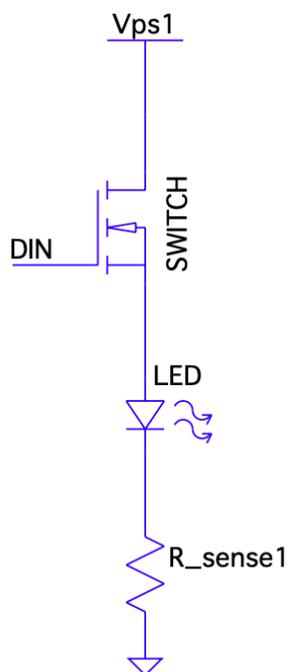


Figura 3.2: Schema di principio per il circuito di pilotaggio

I LED hanno la peculiarità, dal punto di vista dinamico, che la loro capacità di giunzione è fortemente dipendente dalla tensione applicata, pertanto una modulazione della corrente del tipo 0-100 rallenterebbe di molto il tempo di commutazione del LED; per velocizzarlo, tipicamente si effettua una modulazione in corrente del tipo 10-90. Per poter effettuare una modulazione 10-90 è sufficiente aggiungere un secondo interruttore collegato a una tensione V_{PS2} minore di V_{PS} , che lavora in fase opposta rispetto all'interruttore che accende il LED come in figura 3.3.

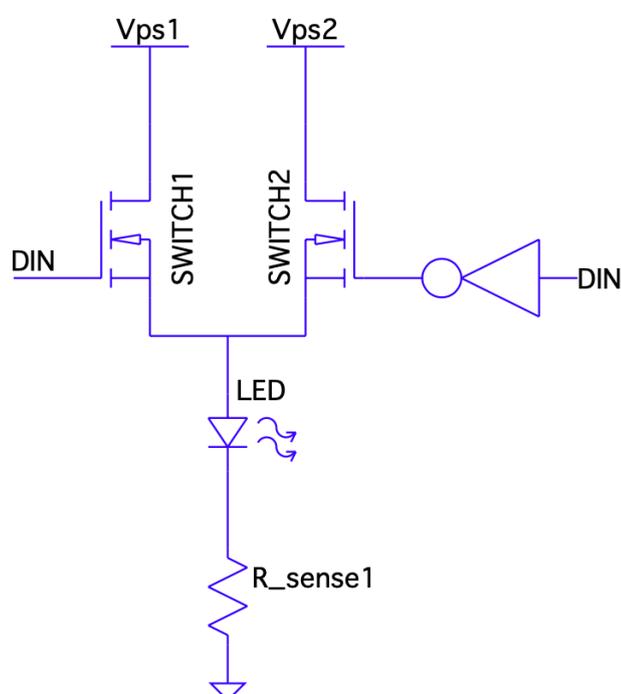


Figura 3.3: Schema di principio per il circuito di pilotaggio 10-90

Il vantaggio principale di questo circuito è la semplicità, la velocità e l'efficienza di conversione: gli unici elementi che limitano la velocità di trasmissione sono gli interruttori e il LED stesso; l'unico componente che dissipa energia è il resistore in serie al LED.

Lo svantaggio di questa configurazione risiede nel controllo della corrente che fluisce all'interno del LED, in quanto la sua caratteristica V_I non è ben definita a priori, è molto suscettibile a temperatura, la corrente è molto sensibile a eventuali fluttuazioni della V_{PS} , etc...

Per poter utilizzare questo circuito c'è bisogno che la tensione VPS dipenda in qualche modo dalla corrente che scorre all'interno del LED. Per rendere possibile il tutto c'è bisogno che ci sia un anello di retroazione che definisca la tensione VPS, sentendo la corrente che scorre nel LED. Il resistore a questo punto non ha più lo scopo di limitare la corrente nel ramo, ma di misurarla.

Il problema di questo approccio è legato all'apertura dell'interruttore: quando questo avviene, anche l'anello di retroazione si apre, andando a perdere difatti il controllo sulla tensione VPS.

Per risolvere questo problema, l'idea è quella di sentire solo la massima corrente che fluisce nel LED utilizzando un rilevatore di picco sulla resistenza di sense. In questo modo si ha il vantaggio che la tensione VPS dipende solo dalla massima corrente che fluisce nella resistenza e quindi nel LED.

La tensione VPS, a partire dalla tensione in uscita dal rilevatore di picco, può essere generata in numerosi modi, al momento la soluzione migliore per massimizzare l'efficienza è quella di utilizzare quindi un circuito commutato (buck, boost, buck-boost, cùk, ecc...). Il circuito definito finora gode dell'importante proprietà secondo la quale la corrente massima nel LED dipende dalla tensione di riferimento: cambiando il valore di V_{ref} , si può decidere la corrente media nel LED. Ovviamente la variazione della corrente media nel LED non è istantanea ma impiega un tempo T definito dalla frequenza di crossover dell'anello di retroazione che definisce la VPS a partire dalla tensione sul rilevatore di picco.

C'è da dire che la banda del sistema, che va a regolare la VPS, può non essere elevata, in quanto si presuppone che la caratteristica IV del diodo LED sia alquanto stabile nel tempo, e non vari ogni qualvolta si apra o si chiuda l'interruttore. Pertanto, sebbene si voglia modulare il LED con un Bit Rate nell'ordine delle centinaia di Mbps, la banda del sistema che regola la VPS può essere anche nell'ordine delle decine o unità di KHz. Questo è il grande vantaggio di questa topologia in quanto non è necessario che tutti i componenti del circuito debbano lavorare ad un'elevata velocità ma solo alcuni: l'interruttore, il LED, la resistenza di sense e il rilevatore di picco. Ne consegue che il costo del circuito è notevolmente ridotto.

Tuttavia è opportuno inserire in ingresso un filtro LC che disaccoppia la sorgente di energia esterna con il circuito di potenza seguente.

In figura 3.4 è possibile vedere un primo schema a blocchi di tutto il circuito

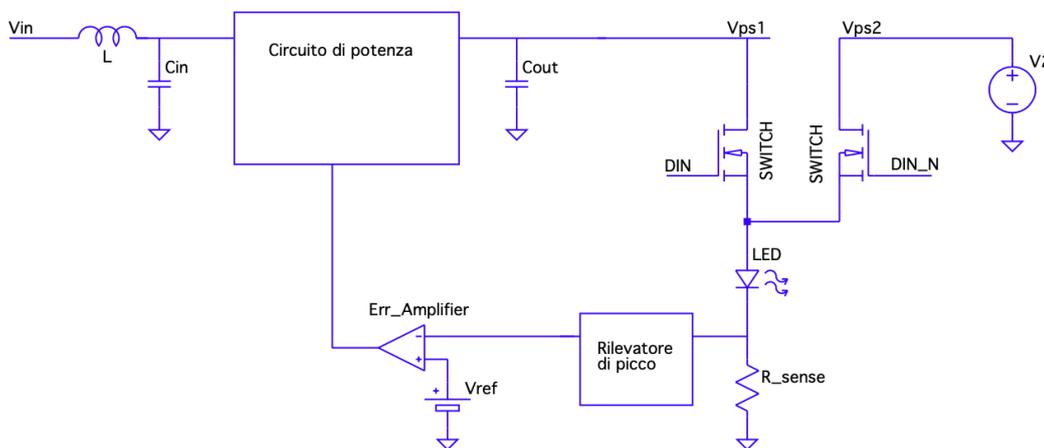


Figura 3.4: Schema a blocchi del circuito trasmettitore

3.2.1 Circuito di potenza

Come già detto in precedenza, la VPS dovrà essere generata utilizzando un circuito commutato come un buck, boost, buck-boost o derivati.

Non avendo delle specifiche sulla tensione di alimentazione del circuito (V_{IN} nel circuito in figura 3.4), questa può essere fissata in modo arbitrario. Si è scelto di utilizzare una topologia di tipo buck, in particolare un buck sincrono. Con questo circuito la tensione di ingresso deve essere quindi necessariamente maggiore della VPS.

La scelta è ricaduta su questa topologia principalmente per la semplicità, e per il fatto che può essere progettato in CCM. Inoltre, si è scelto un buck sincrono per aumentarne l'efficienza.

Una possibile topologia può essere visualizzata in figura 3.5.

3.2.2 Topologia

L'intera topologia, al netto degli integrati da usare per il controllo del buck, delle resistenze di gate per i Mosfet, e degli snubber al nodo di commutazione del buck,

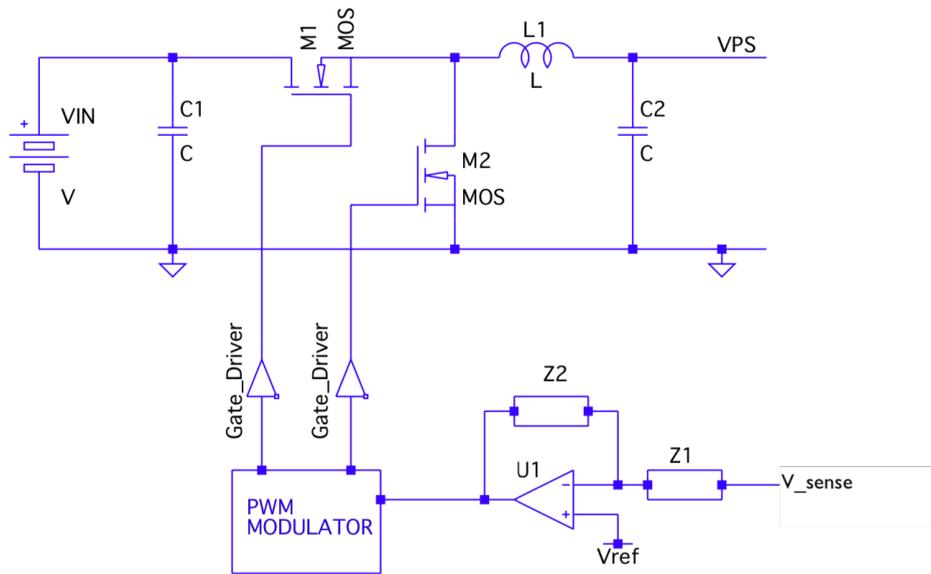


Figura 3.5: Circuito di potenza - Buck

e sul nodo di uscita, è visibile in figura 3.6.

E' possibile notare alcune aggiunte: un diodo di ricircolo aggiunto in parallelo ad M2. Questo per evitare che ci siano degli spike in tensione durante i tempi morti in cui M1 e M2 sono spenti.

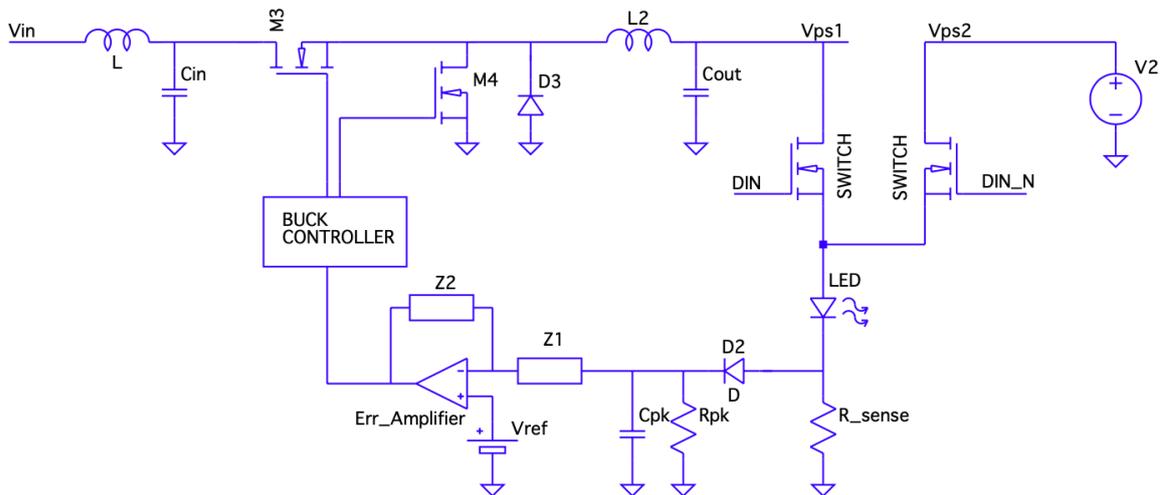


Figura 3.6: Intera topologia del trasmettitore

3.3 Simulazione

Le simulazioni sono state effettuate introducendo nei componenti passivi i parassiti necessari, così da avere delle simulazione il più possibile vicino a ciò che poi sarà il prototipo costruito. In particolare sono state aggiunte la ESR e la ESL ai vari componenti passivi, è stata aggiunta la capacità di giunzione al LED di 1 nF.

Prima simulazione La prima simulazione visibile in figura 3.7 è stata effettuata modellando una modulazione di tipo PPM con un onda quadra avente periodo pari a 80 ns e duty cycle uguale a $1/8$. La corrente di picco scelta è uguale a 2.5 A. La simulazione è visibile in figura 3.7 e 3.8



Figura 3.7: Prima simulazione - Particolare della corrente nel LED con $T_{on}=10ns$ e $T_w=80ns$

Da questa simulazione è possibile notare che i tempi di salita e di discesa sono compatibili con il tipo di trasmissione che si intende svolgere.

Seconda simulazione La seconda simulazione è stata effettuata modellando una modulazione di tipo OOK con un onda quadra con un periodo pari a 20 ns, e duty cycle uguale a 0.5. La corrente di picco scelta è uguale a 2.5 A. Le simulazioni sono visibili in figura 3.9 e 3.10

Dal risultato di entrambe le simulazioni effettuate è possibile notare che nelle forme d'onda della corrente sono presenti alcuni glitch. Questo risultato non è del tutto inaspettato in quanto questi glitch sono dovuti alla capacità di giunzione del LED.

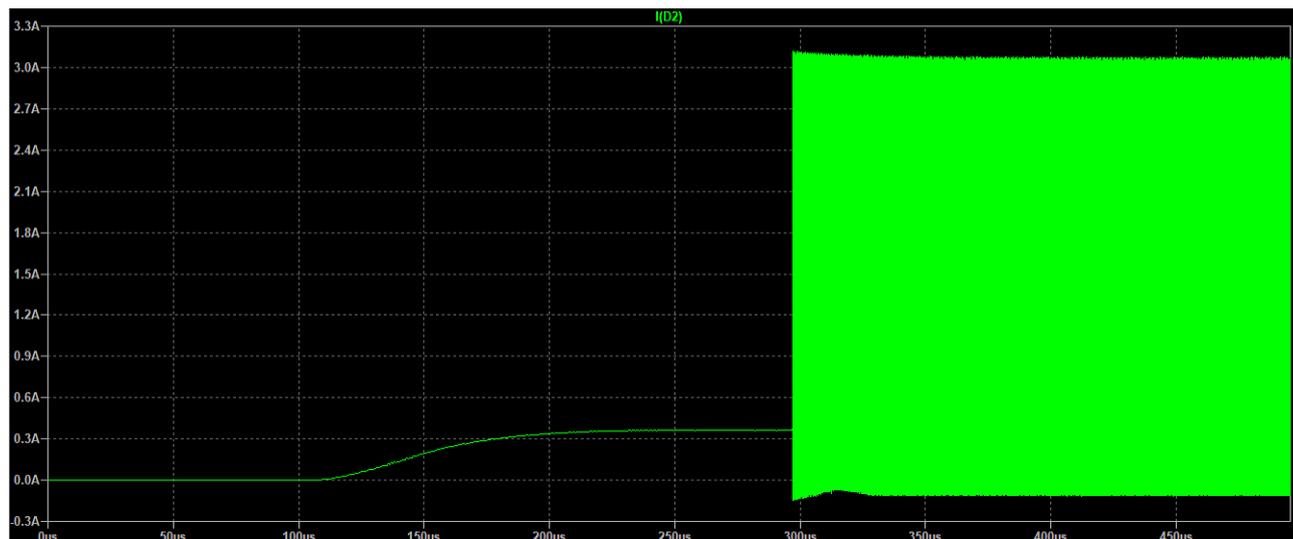


Figura 3.8: Prima simulazione - Corrente nel LED con $T_{on}=10\text{ns}$ e $T_w=80\text{ns}$

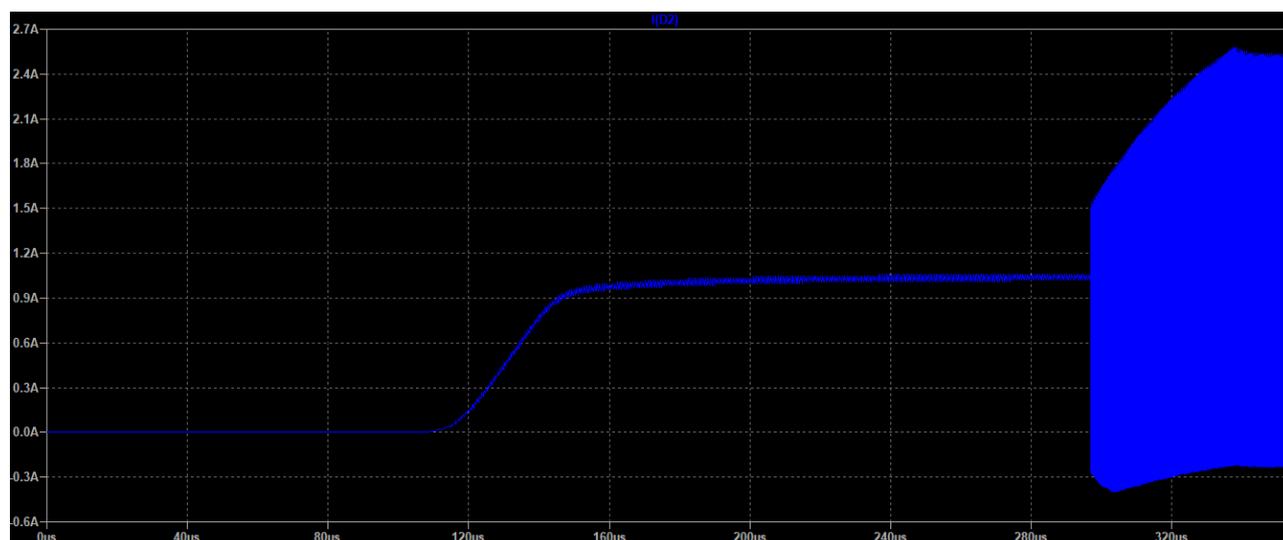


Figura 3.9: Seconda simulazione - Corrente nel LED con $T_{on} = 10 \text{ ns}$ e $T_{off} = 10 \text{ ns}$

Terza simulazione La terza simulazione è stata effettuata utilizzando come sequenza di ingresso una PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) generata attraverso un LFSR (Linear-Feedback Shift Register) a 10 bit il cui clock ha periodo di 10 ns. Lo scopo di questa simulazione è quella di osservare il diagramma ad occhio della corrente nel LED e assicurarsi che questo sia abbastanza ampio. Inoltre il risultato di questa simulazione è stato processato per visualizzare lo spettro del segnale in uscita calcolato attraverso una FFT della corrente nel dominio del

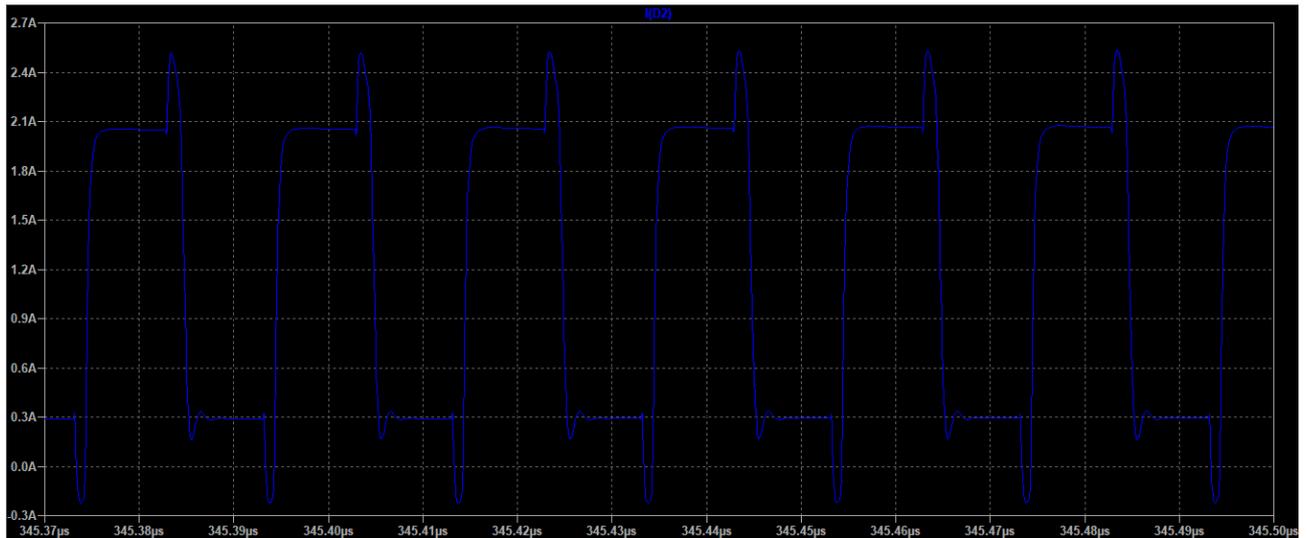


Figura 3.10: Seconda simulazione - Particolare della corrente nel LED

tempo. In particolare in figura 3.11 è possibile vedere il diagramma ad occhio, mentre in figura 3.12 è possibile visualizzare lo spettro del segnale in uscita.

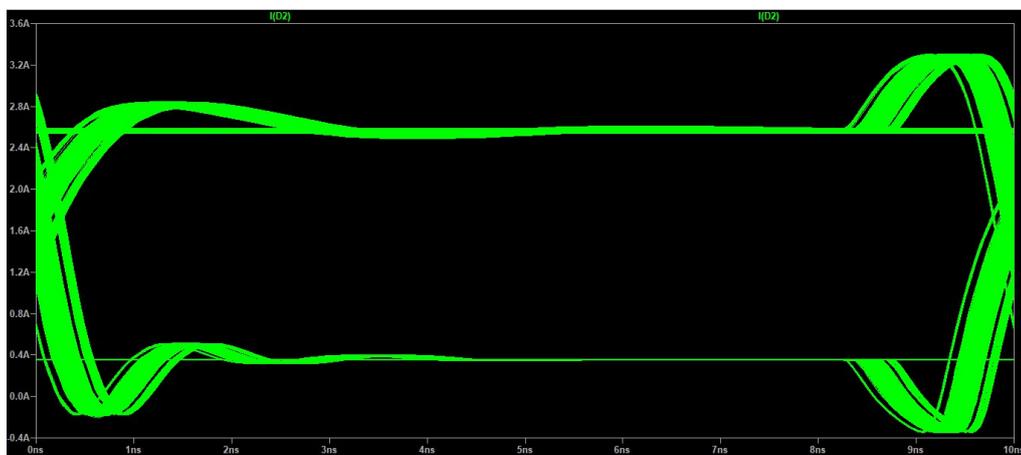


Figura 3.11: Diagramma ad occhio in trasmissione della corrente nel LED

E' possibile notare che il diagramma ad occhio risultante è molto ampio quindi con una buona distinzione dei livelli logici inviati. Mentre lo spettro della corrente è ciò che ci si aspetta dall' invio di una sequenza pseudo casuale.

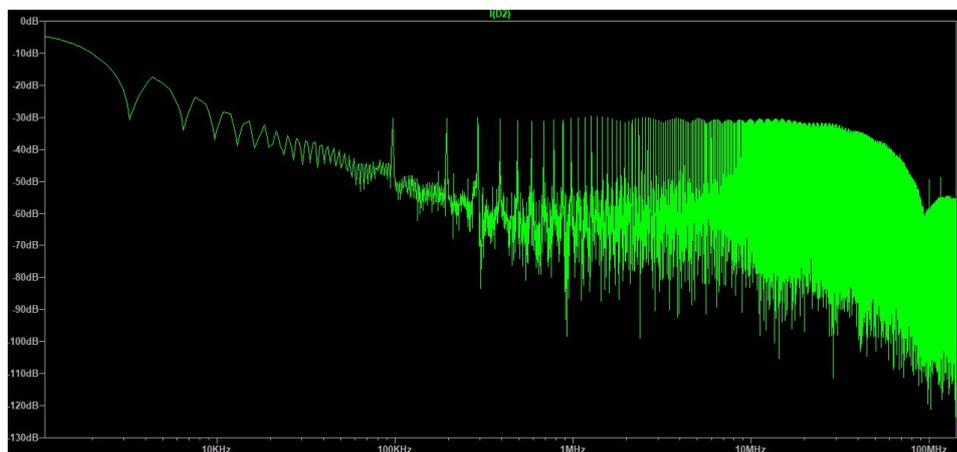


Figura 3.12: FFT della corrente nel LED

Capitolo 4

Ricevitore

In un sistema di comunicazione dati, il Ricevitore è un dispositivo elettronico che permette la trasduzione di un segnale nel dominio di appartenenza del canale a un dominio elettrico. Nella fattispecie in esame, il ricevitore si occuperà di trasdurre i segnali dal dominio ottico a quello elettrico. In un certo senso ha un comportamento duale rispetto al trasmettitore.

Tra i parametri più importanti di un ricevitore si trovano:

- Sensibilità: viene definita come il rapporto tra la variazione della grandezza da misurare e il valore misurato. Nello specifico caso di interesse è il rapporto tra la potenza ottica e la corrente fotogenerata;
- Tempo di risposta: è il tempo che impiega il ricevitore a trasformare l'informazione da un dominio ad un altro;
- Cifra di rumore: è un indice della quantità di rumore che introduce il ricevitore nel segnale ricevuto.

Dall'analisi fatta in precedenza, per poter permettere una comunicazione a una distanza di circa 200m, i normali fotodiodi PiN o i fotodiodi a valanga non risultano essere efficaci in quanto la responsività di questi dispositivi non risulta essere abbastanza alta da permettere un link ottico a tale distanza. L'idea è quindi quella di utilizzare come sensori i Fotomoltiplicatori al Silicio (SiPM).

Lo scopo ultimo di questa sezione è quello di progettare un ricevitore che permetta la comunicazione ottica sottomarina a una distanza di circa 200m, trasducendo l'informazione ottica in un segnale elettrico dalle caratteristiche tipiche della logica CMOS. Il bit rate sostenibile dovrà essere il più alto possibile.

Per la scelta dell'area del sensore e della dimensione della microcella, bisogna cercare il giusto trade-off tra la sensibilità del sensore e la sua velocità. Come è spiegato meglio nell'Appendice C, il guadagno è direttamente proporzionale alla capacità della microcella così come la costante di ricarica.

4.1 Definizione specifiche

Per la definizione delle specifiche elettriche si fa riferimento a un generico fotomoltiplicatore al silicio. Tipicamente la tensione di breakdown di questi dispositivi è di circa 25 V a 25°C con una variazione di una ventina di mV/°C. L'overvoltage raccomandato per questi dispositivi va da 1V a 5V. Per avere la maggiore sensibilità possibile, si è scelto l'overvoltage massimo: 5V. In questo modo si massimizza la sensibilità in qualsiasi condizione. La tensione inversa applicata dovrà essere quindi di

$$V_{AL,SiPM} = 25 V + 5 V \simeq 30 V$$

Dal terminale fast-output tipicamente i segnali hanno una costante di tempo relativa al tempo di salita sui 300 ps, mentre la durata nel tempo dell'impulso è pari a 600 ps. Utilizzare un impulso dalla durata temporale così breve risulterebbe tuttavia difficile, in quanto richiederebbe l'utilizzo di dispositivi atti a lavorare a radiofrequenza: l'utilizzo di semplici comparatori di soglia su questo terminale risulterebbe costoso se non infattibile in quanto è necessario che i tempi di propagazione di questi dispositivi siano minori con quelli del sensore. Inoltre c'è bisogno anche di elementi di memoria per poter permettere la lettura dell'informazione a un circuito digitale.

La lettura dell'informazione dovrà avvenire quindi secondo il metodo "classico" andando a leggere la corrente fotogenerata dal sensore, sfruttando la corrente che scorre tra l'anodo e il catodo del fotomoltiplicatore.

La capacità tra anodo e catodo è nell'ordine di 50 pF.

Il circuito ricevitore dovrà utilizzare la corrente che scorre ai capi del fotodiodo e condizionarla per poter permettere una corretta lettura dai circuiti digitali.

4.2 Scelta topologia

Dal momento che l'uscita del sensore è in corrente, è necessario prima di tutto portare l'informazione nel dominio della tensione in modo tale da elaborarla più facilmente [17]. Questo può essere effettuato attraverso un blocco che lavora in trans-resistenza. Dopo che l'informazione è stata traslata nel dominio della tensione è necessario trasportare il segnale dal dominio analogico a quello digitale. Questo passaggio può essere effettuato utilizzando un comparatore di soglia. Il segnale proveniente dal sensore può essere molto veloce e pertanto può essere difficile per i circuiti digitali leggere l'informazione; la soluzione a questo problema è quindi quella di utilizzare un latch che mantiene l'informazione fino a quando questa non è stata acquisita dal circuito digitale; dopo che questa è stata acquisita, il latch dovrà essere resettato per poter permettere la lettura di una nuova informazione.

Uno schema a blocchi del circuito può essere quello visibile in figura 4.1.

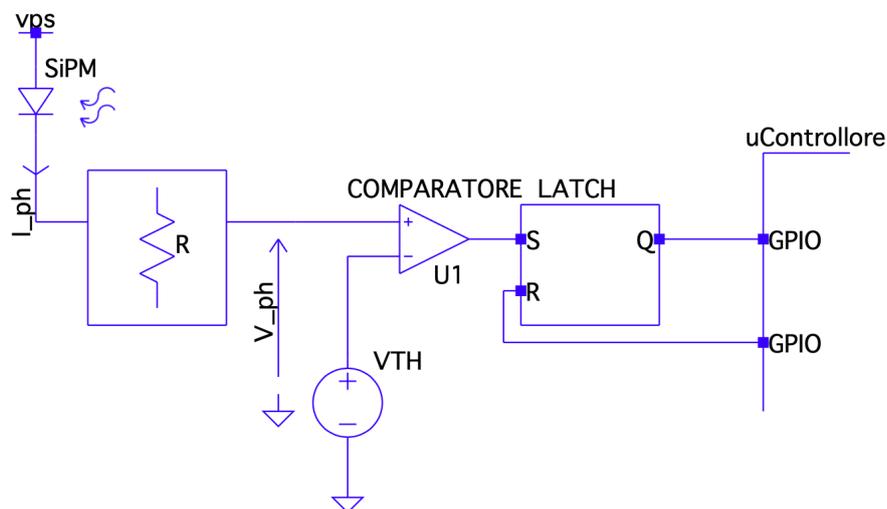


Figura 4.1: Schema a blocchi del circuito ricevitore

4.2.1 Blocco in trans-resistenza

Il circuito che lavora in trans-resistenza può essere realizzato principalmente in due modi: il primo consiste nel mettere in serie al foto-sensore una resisten-

za, mentre il secondo è quello di utilizzare un amplificatore di trans-impedenza. Ognuno dei due approcci ha svantaggi e vantaggi. Il vantaggio del primo approc-

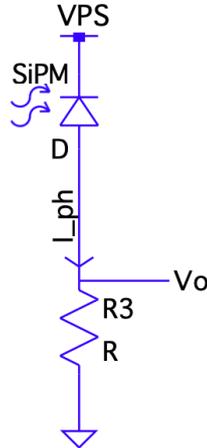


Figura 4.2: Posizionamento della resistenza in serie al fotodiodo per la trasduzione del segnale in tensione

cio (visibile in figura 4.2) risiede nella sua semplicità e nel suo basso costo. Il contro di questa configurazione tuttavia risiede nel rallentamento della costante di ricarica del fotomoltiplicatore. Facendo riferimento all'appendice C, al paragrafo "tempo di ricarica della microcella", si ha che eventuali resistenze in serie al sensore ne rallentano notevolmente il comportamento. D'altro canto l'utilizzo di un circuito con amplificatori operazionali (visibile in figura 4.3) ha il forte vantaggio di non rallentare il comportamento del sensore con il costo e la complessità del circuito che aumenta.

Per massimizzare le prestazioni del ricevitore in termini di velocità, la scelta è ricaduta sul circuito con un amplificatore operazionale. Nel circuito in figura 4.3, la capacità C_{in} è una capacità parassita che modella la capacità del Fotomoltiplicatore al silicio e la capacità in ingresso dell'amplificatore operazionale.

Per dimensionare in modo corretto il circuito bisogna far riferimento alla funzione di trasferimento tra la tensione in uscita dall'amplificatore operazionale e la

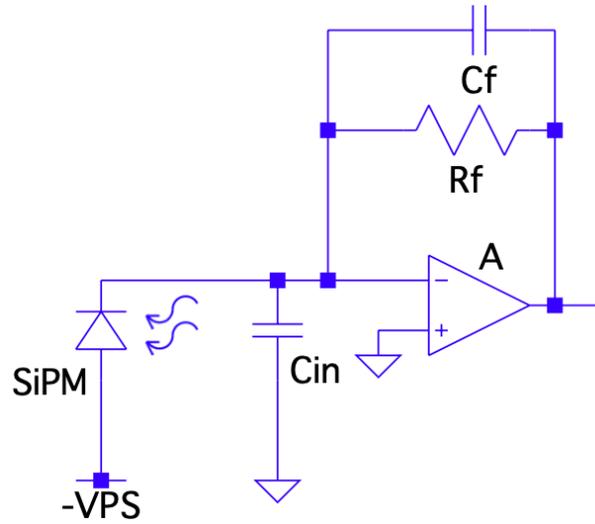


Figura 4.3: Amplificatore in trans-impedenza

corrente fotogenerata. Questa è uguale a:

$$\frac{V_o}{I_{ph}} = R_f \frac{1}{1 + s \left[R_f (C_f + \frac{C_{in} + C_f}{A_0 + 1}) + \frac{1}{2\pi GBW} \right] + s^2 \frac{(C_{in} + C_f) R_f}{2\pi GBW}}$$

Questa funzione di trasferimento ricorda la risposta di un filtro passa bassa del secondo ordine. La frequenza caratteristica del filtro è pari a:

$$f_n = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi R_f (C_{in} + C_f)}}$$

mentre lo smorzamento è pari a:

$$\xi = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{2\pi GBW}{R_f (C_{in} + C_f)}} \left(R_f (C_f + \frac{C_f + C_{in}}{A_0 + 1}) + \frac{1}{2\pi GBW} \right) \right]$$

Dall'equazione sulla pulsazione caratteristica legata ad f_n si ha una relazione tra la banda del circuito e il prodotto banda guadagno (GBW) dell'amplificatore operazionale scegliendo il guadagno in transresistenza, mentre imponendo lo smorzamento pari a $\sqrt{2}/2$ si ha un vincolo sulla capacità C_f . Per una trattazione dettagliata del circuito e di come sono state ricavate queste funzioni di trasferimento, si faccia riferimento all'appendice D.

4.2.2 Comparatore di Soglia e Latch

Per poter massimizzare le prestazioni del circuito e aumentare la probabilità di successo del circuito finale, si è scelto di utilizzare un unico integrato che facesse sia da comparatore di soglia che da Latch.

Per poter minimizzare il rumore, ed eventuali commutazioni spurie, è bene che il comparatore di soglia dia la possibilità di regolarne l'isteresi.

Il Latch enable dovrà essere pilotato direttamente dal segnale in uscita. Il reset del Latch può essere effettuato in vari modi, il più semplice e immediato consiste nel pilotare il pin "Latch-enable" attraverso un segnale open-drain.

L'intera topologia scelta per il circuito ricevitore, è visibile in figura 4.4.

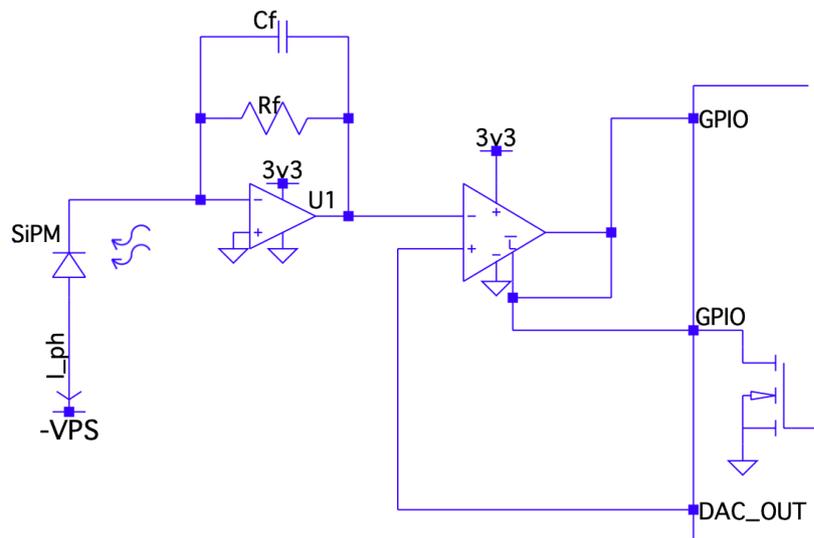


Figura 4.4: Topologia completa per il circuito ricevitore

4.3 Generazione della tensione di alimentazione per il sensore

Per poter permettere un corretto funzionamento del ricevitore è necessario che sia generata la tensione che va ad alimentare il sensore. Dai ragionamenti fatti in precedenza questa tensione dovrà essere una tensione negativa dal valore di $-30V$.

4.3.1 Definizione specifiche

Per la definizione delle specifiche sono state effettuate delle assunzioni sulla tensione in ingresso, in particolare questa è stata ipotizzata di $10 V$.

La corrente minima è la corrente di buio più bassa del circuito, mentre la corrente massima è la massima corrente che il sensore può erogare.

Dal momento che il sensore lavora in Geiger-mode, quindi in una condizione di equilibrio instabile, è necessario che la tensione ai suoi capi sia il più stabile possibile. Le relative specifiche sono riassunte di seguito:

- $V_{in} = 10V$;
- $V_{out} = -30V$;
- $I_{out,min} = 100nA$;
- $I_{out,max} = 10mA$;
- Ripple in uscita il più basso possibile.

4.3.2 Scelta della topologia

Dal momento che bisogna generare una tensione negativa a partire da una tensione positiva, risulta evidente che bisogna utilizzare un circuito di tipo buck-boost. Per avere una tensione in uscita il più stabile possibile, in serie al circuito commutato, viene inserito un regolatore lineare. La tensione in uscita dal buck-boost dovrà

essere quindi leggermente superiore a $-30V$, in particolare dovrà essere di $-30.5V$.

La topologia scelta, è visibile in figura 4.5.

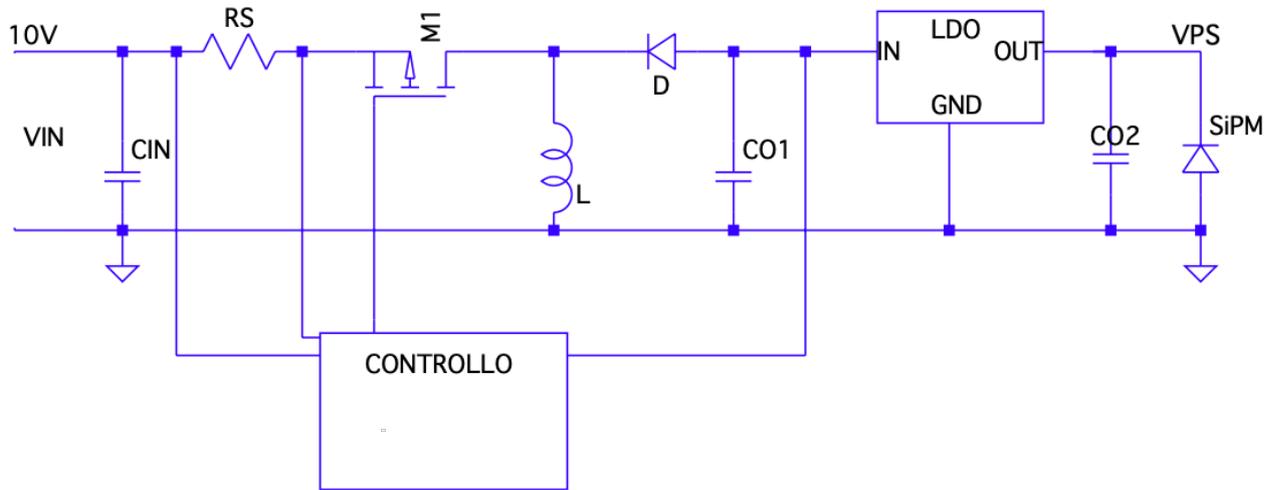


Figura 4.5: Topologia scelta per la generazione della tensione di alimentazione per il sensore

4.4 Simulazione

4.4.1 Simulazione ricevitore

In questa sezione verrà riportata la simulazione del circuito ricevitore.

Il modello del sensore utilizzato è quello trattato nell'appendice C. La corrente in uscita dal sensore è impostata pari a $120\mu A$, la tensione di soglia è imposta a 15 mV.

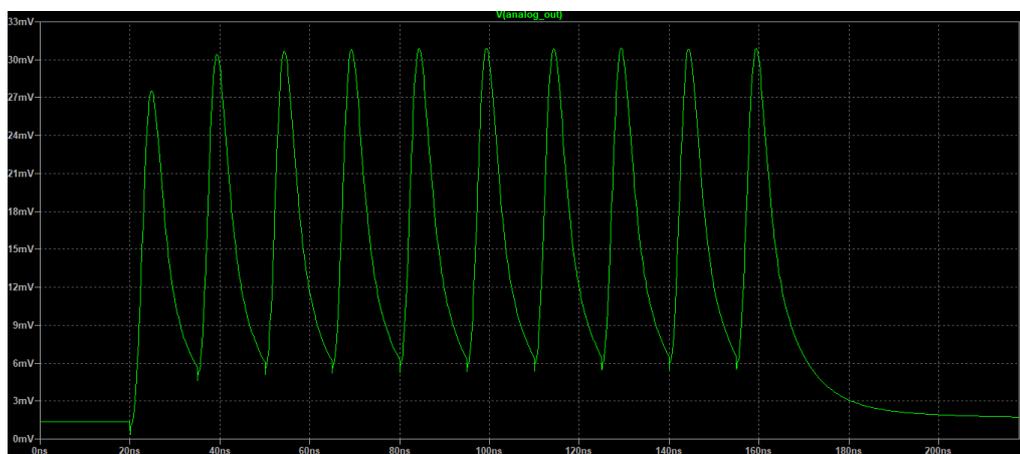


Figura 4.6: Simulazione - Tensione in uscita dall'amplificatore in transimpedenza

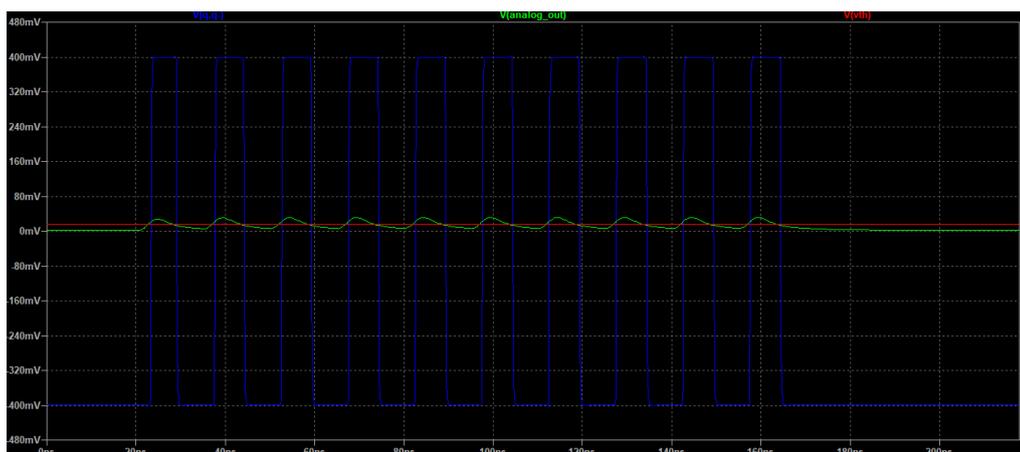


Figura 4.7: Simulazione - Tensione differenziale in uscita al comparatore di soglia (in blu), tensione in uscita dall'amplificatore in transimpedenza (in verde) e tensione di soglia (in rosso)

Il primo risultato di questa simulazione visibile in figura 4.6 indica che il progetto dell'amplificatore in transimpedenza è stato effettuato correttamente ed è possibile notare che i tempi di salita e di discesa del sensore non sono stati alterati.

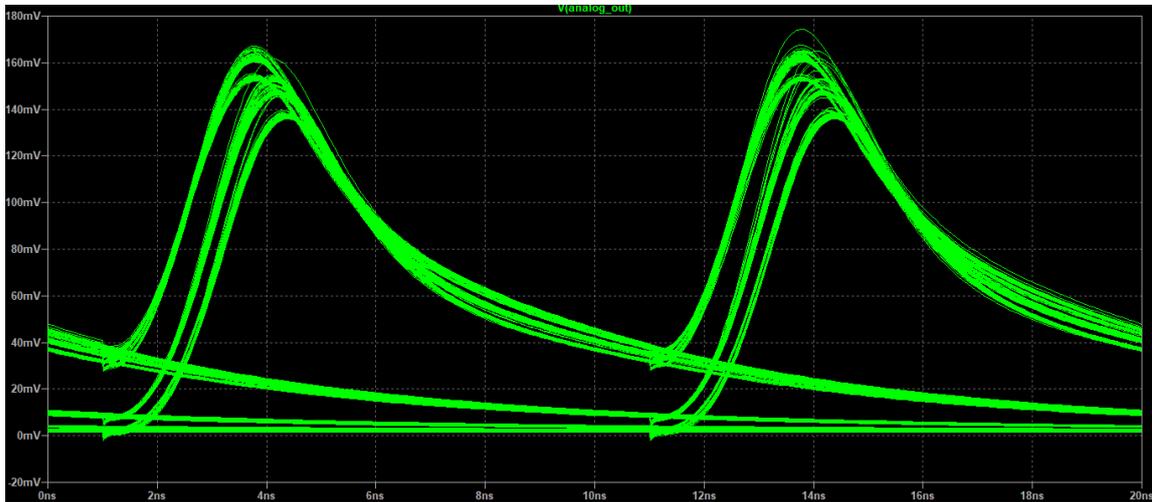


Figura 4.8: Simulazione - Diagramma ad occhio della tensione in uscita dall'amplificatore in transimpedenza con la corrente di picco in uscita dal sensore di $720\mu A$

Dal secondo risultato di questa simulazione, visibile in figura 4.7, è possibile verificare che il comparatore posto dopo l'amplificatore in transimpedenza sembra che lavori correttamente in quanto i tempi di salita, e i tempi di propagazione rispettano le specifiche iniziali. Inoltre l'uscita del comparatore è in logica LVDS.

4.4.2 Simulazione circuito di alimentazione del sensore

La simulazione del circuito per la generazione della tensione da -30V è visibile in figura 4.9 e in figura 4.10.

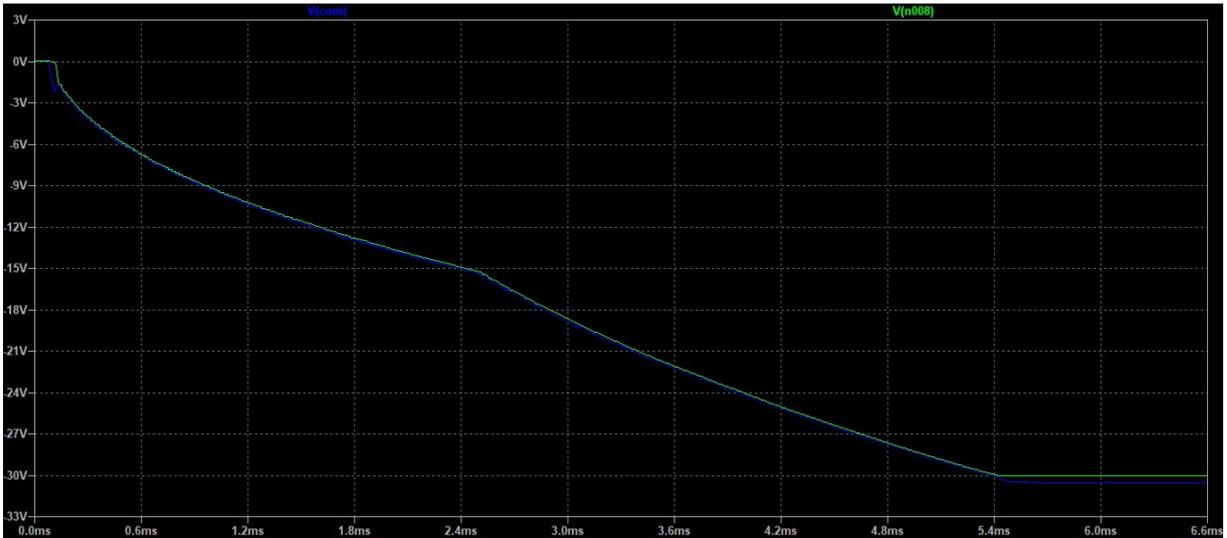


Figura 4.9: Simulazione - Sullo stesso piano è possibile vedere la tensione in uscita dal Buck-boost (in blu) e la tensione in uscita dal regolatore lineare (in verde)



Figura 4.10: Ripple della tensione in uscita

I risultati di queste simulazioni indicano che il progetto è stato eseguito correttamente in quanto si ha un circuito stabile senza alcuna oscillazione e il margine di fase del sistema ad anello chiuso è opportuno. La figura 4.10 che riporta il ripple della tensione in uscita mostra che questo è decisamente basso, circa 1 mV. Ma la cosa ancora più importante è il fatto che questa variazione avviene molto lentamente rispetto alle costanti di tempo del sensore, non andando quindi ad affliggere il DCR del fotomoltiplicatore al silicio con una riduzione quindi della corrente di buio e la diminuzione della probabilità di after-pulsing.

Capitolo 5

Conclusioni

Ultimati gli schematici dei circuiti i prossimi passi richiedono di progettare il PCB del circuito per poi realizzarne un prototipo.

Un altro aspetto non meno importante riguarda il case del trasmettitore e del ricevitore. Questo, naturalmente, deve essere a tenuta stagna e non permettere in alcun modo alcuna penetrazioni dell'acqua. Inoltre bisognerà fare attenzione ad eventuali riflessioni ottiche dovute alla discontinuità del coefficiente di riflessione dell'aria all'interno del case cui si trova la sorgente luminosa e l'acqua stessa. Bisognerà quindi progettare in modo opportuno la geometria all'interfaccia per minimizzare le perdite dovute alla riflessione.

Dopo il progetto del PCB e dell'interfaccia si può procedere con il test dell'intero sistema.

In particolare dapprima si dovrà procedere con il test dei circuiti progettati finora e poi testare il sistema all'interno dell'ambiente subacqueo sotto varie condizioni di temperatura, pressione dell'acqua e profondità valutando le prestazioni del sistema. Una volta ultimati questi test, a seconda dei risultati si provvederà poi a far decadere alcune delle ipotesi preliminari fatte in precedenza e adattare il sistema quindi nelle circostanze naturali cui si potrà trovare: per esempio la presenza della radiazione solare che aumenta la rumorosità del canale, la presenza del particolato il quale va ad aumentare la diffusione della luce, la presenza della clorofilla la quale va ad aumentare l'assorbimento nella regione del verde, l'eventuale presenza di microrganismi che possono emettere della fluorescenza andando

ad aumentare la rumorosità del canale, l'eventuale presenza di turbolenze e di ostacoli che possono andare ad interrompere la comunicazione.

In generale per ognuno degli ostacoli che si andranno ad aggiungere, sono presenti delle soluzioni che cercheranno di arginare il problema.

I prossimi step quindi richiederanno inevitabilmente il progetto delle lenti in ingresso sia al ricevitore e al trasmettitore, e al filtro ottico passa banda da anteporre al ricevitore in modo tale da massimizzare le prestazioni del sistema di comunicazione subacqueo.

Questo studio pone le basi per implementare nuove tecniche di modulazione ottica da utilizzare nella comunicazione subacquea. In particolare tra i futuri propositi c'è quello di provare ad implementare delle tecniche di modulazioni coerenti o multilivello.

Questa è decisamente una sfida in quanto i fotomoltiplicatori al silicio, come ampiamente trattato in questa tesi non rendono agevole ciò.

Infine, tra gli studi futuri, per superare i problemi derivanti da turbolenze e ostacoli che si possono interporre tra trasmettitore e ricevitore, c'è la possibilità di creare un sistema di comunicazione ibrido opto-acustico, in modo tale da aumentare la robustezza dell'intero sistema anche quando le condizioni del canale diventano difficili.

Appendice A

Tecniche di modulazione nella comunicazione ottica sottomarina

In questa appendice verranno trattate le principali tecniche di modulazione d'intensità utilizzate nella comunicazione ottica sottomarina in termini di efficienza di banda, in termini di efficienza energetica e in termini di robustezza. Nel dettaglio verranno trattate la OOK, la PPM, la DPIM, e la PWM ([3]).

Per una maggiore chiarezza, in questa appendice con P_{on} si intende la potenza trasmessa per un' 1 logico, con \bar{P} si intende la potenza media trasmessa, per T_1 si intende l'intervallo temporale in cui viene trasmesso un 1, con T_0 l'intervallo temporale per cui si trasmette uno 0 e con T_s si intende il tempo di slot, con T_w il tempo di parola, con N_{bit} il numero di bit inviati per volta e con w i bit inviati per volta.

OOK

La modulazione On-Off Keying, comunemente denominata OOK, è un tipo di modulazione ampiamente utilizzata nelle telecomunicazioni soprattutto per via della sua semplicità.

L'informazione è contenuta nella presenza/assenza di luce e il tempo T_1 è uguale a T_0 i quali a loro volta sono uguali a T_s

Considerando equiprobabilità di trasmissione tra zero e uno, la potenza media

trasmessa in questo schema di modulazione è:

$$\bar{P} = \frac{P_{on}}{2}$$

mentre il bitrate relazionato a T_s è uguale a:

$$B_r = \frac{1}{T_s}$$

In figura A.1 oltre allo schema di trasmissione è possibile vedere cosa succede quando si ha un errore nella trasmissione: si ha l'errore di un solo bit, non potendolo riconoscere.

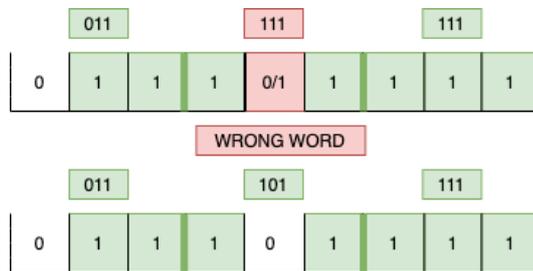


Figura A.1: Modulazione OOK - In basso si ha un esempio di comunicazione. In alto si ha un errore di comunicazione, ricevendo un 1 anziché uno 0 (in rosso). Il risultato è l'errore di ricezione di un solo bit

PPM

La Pulse Position Modulation, comunemente denominata PPM, è un tipo di modulazione digitale che contiene l'informazione non nel livello dell'1 logico, ma della sua posizione temporale nel tempo di parola.

Secondo questo schema di modulazione si inviano N_{bit} per volta: suddividendo l'intervallo temporale T_w in $2^{N_{bit}}$ slot dalla durata T_s numerati da 0 a $2^{N_{bit}} - 1$, si trasmette luce (un uno logico) per l'intervallo temporale, o slot, w -esimo mentre per i restanti intervalli T_s si trasmette assenza di luce (uno 0 logico).

Ovviamente w può assumere valori che vanno da 0 a $2^{N_{bit}} - 1$.

La potenza media trasmessa è:

$$\bar{P} = \frac{P_{on}}{2^{N_{bit}}}$$

mentre il bit rate è:

$$B_r = \frac{N}{T_s 2^{N_{bit}}}$$

Quest'ultimo rispetto a una modulazione OOK è più basso. E' possibile notare che sia la potenza media trasmessa che il Bit rate sono fortemente dipendenti dal numero di bit che si trasmettono per volta; nel dettaglio, si ha che l'efficienza energetica aumenta, mentre l'efficienza di banda diminuisce.

Il principale problema di questo tipo di modulazione risiede nella sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore in quanto, essendo una tecnica di modulazione basata sulla suddivisione temporale, è necessario che i due blocchi siano sincronizzati in modo tale da permettere una corretta trasmissione. Esistono varie tecniche per la sincronizzazione:

La prima si basa su un clock esterno al canale il quale provvede a sincronizzare il ricevitore ed il trasmettitore, che in caso di comunicazione subacquea risulterebbe alquanto infattibile;

La seconda si basa su una sincronizzazione basata sul codice. In particolare si invia una sequenza nota la quale non può essere confusa con il codice, per esempio, nello schema di modulazione descritto in precedenza, si può inviare una parola che non rispetta il protocollo della PPM (per esempio, riferendoci agli slot temporali T_s , si possono inviare delle sequenze 10101010). Si può in generale suddividere la comunicazione in pacchetti, inviando dapprima la sequenza di sincronizzazione, inviando poi i bit di dato e infine inviando i bit di correzione dell'errore. Il dimensionamento di tutti questi parametri deve seguire ovviamente le caratteristiche del canale.

La terza consiste in uno schema di modulazione (basato sulla PPM) che prevede la sincronizzazione per ogni parola (come la DPIM).

In figura A.2 è possibile vedere degli esempi relativi a questo schema di modulazione con $N_{bit} = 3$ e il suo comportamento in caso di un errore di trasmissione.

Facendo riferimento alla figura A.2, ogni parola è suddivisa in 8 intervalli numerati da 0 a 7; nella prima parola si vuole trasmettere "011" (3 in decimale), pertanto verrà trasmesso un 1 per lo slot che è ha il numero 3.

Nella seconda parola si ha un errore di comunicazione: si vuole trasmettere 101

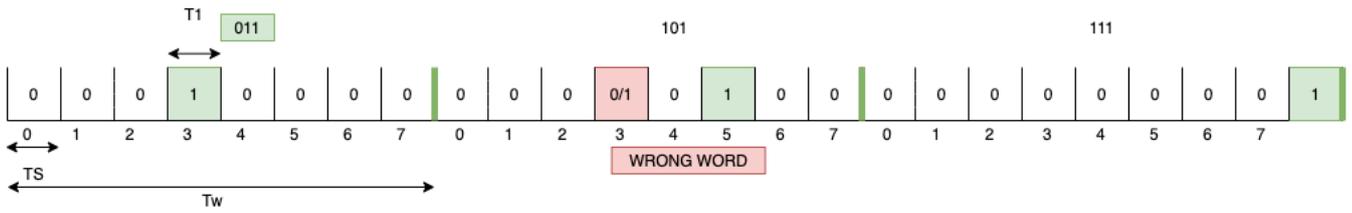


Figura A.2: Modulazione PPM: l'invio di tre parole 011, 101 e 111

(5 in decimale), ma viene trasmesso un 1 sia nella posizione 3, che nella posizione 5: è chiaramente un errore di comunicazione, in quanto per ogni T_w è ammesso un solo slot temporale 1, la presenza di due slot temporali a 1 indica chiaramente un errore di trasmissione.

DPIM

La "Digital Pulse Interval Modulation" (DPIM) è uno schema di modulazione digitale, basato sullo schema di modulazione PPM, in quanto può essere visto come una PPM "differenziale". Questo schema rispetto alla PPM provvede ad avere una migliore efficienza di banda rispetto all PPM e a risolvere i problemi di sincronizzazione tra il ricevitore e il trasmettitore, in quanto la sincronizzazione avviene ad ogni invio di parola.

In questo schema di modulazione non è noto a priori il tempo di parola (T_w), in quanto l'informazione è contenuta proprio in questa grandezza. Lo schema prevede di inviare un' 1 e poi inviare tanti zeri quanti la parola da inviare (w). Tipicamente viene anche aggiunto uno slot di guardia per evitare che vengano inviati due impulsi consecutivi.

In questa ultima configurazione si ha che la potenza media trasmessa è (considerando la parola da inviare come una distribuzione uniforme tra $[0; w]$):

$$\bar{P} = \frac{P_{on}}{2^{N-1} + 2}$$

e Bit Rate:

$$B_r = \frac{N}{T_s(2 + 2^{N-1})}$$

Da questi due parametri è evidente che a parità di T_s e a parità di N , rispetto a una modulazione PPM, per $N > 1$ si ha un Bit Rate maggiore, pertanto si ha un'efficienza di banda maggiore.

Un esempio di questo schema di modulazione può essere visto in figura A.3 con $N=3$.

Il problema principale di questo tipo di modulazione è legato al comportamento

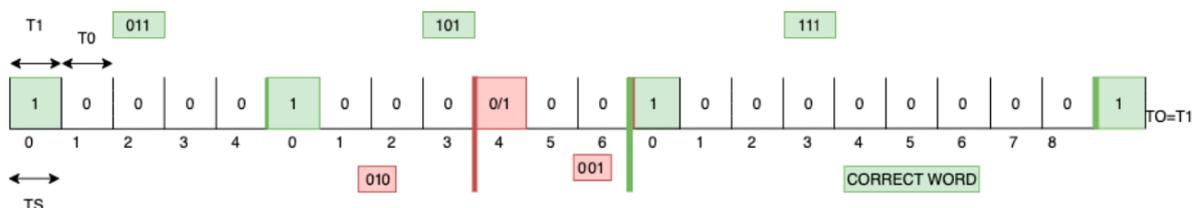


Figura A.3: Modulazione DPIM con slot di guardia: l'invio di tre parole 011, 101 (con un errore di trasmissione) e 111

in caso di un errore di trasmissione: dal momento che è una tecnica differenziale, quando si ha un errore di trasmissione questo si propaga causando una decodifica sbagliata anche della parola successiva. Questa situazione può essere visibile nella seconda parola inviata in figura A.3.

PWM

La Pulse Width Modulation (PWM) è una tecnica di modulazione digitale simile alla PPM in quanto i tempi di parola sono uguali. Secondo questo schema di modulazione si invia un 1 per un tempo $w T_s$ mentre si invia uno zero logico per $2^N - w T_s$.

Il vantaggio principale di questo schema di configurazione risiede nella più facile sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore (in quanto è noto l'istante in cui inizia la parola da inviare). Il costo di questa più facile sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore è l'efficienza energetica a parità di efficienza di banda: rispetto a una modulazione di tipo PPM si ha un'efficienza energetica minore (mediamente si trasmette un 1 per un tempo maggiore a T_s) a parità di efficienza

di banda. Si ha infatti che la potenza media trasmessa è:

$$\bar{P} = \frac{P_{on}}{2}$$

mentre il Bit Rate è:

$$B_r = \frac{N}{T_s 2^{N_{bit}}}$$

Come è dimostrato in [18] questo tipo di modulazione ha una grande robustezza ad ISI per grande N.

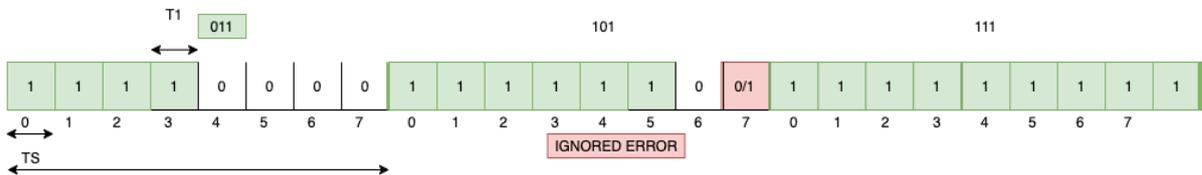


Figura A.4: Modulazione PWM: l'invio di tre parole 011, 101 e 111

In figura A.4 è possibile vedere degli esempi di questo schema di modulazione. Interessante è il comportamento di questa tecnica di modulazione in relazione agli errori di trasmissione: dal momento che gli "1" e gli "0" sono raggruppati, se questi sono isolati possono essere ignorati. Si ha un errore di trasmissione non identificabile se si ha un errore di trasmissione immediatamente dopo (o prima) la fine del gruppo di "1" inviati. In questo caso si ha un errore non riconoscibile.

Esistono tuttavia numerose schemi di modulazione che sono la combinazione dei citati in questa appendice che sono stati creati secondo le necessità del canale. In linea generale

- la OOK offre delle buone prestazioni in termini di efficienza di banda ma ha una bassa efficienza energetica e la difficoltà di sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore;
- la PPM offre un'ottima efficienza energetica ma ha una bassa efficienza di banda ed è difficile la sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore;

- la DPIM ha una buona efficienza energetica, una migliore efficienza di banda rispetto alla PPM, ha una sincronizzazione intrinseca allo schema, il prezzo è una la bassa robustezza al rumore;
- la PWM ha una bassa efficienza energetica, una bassa efficienza di banda, ma offre una buona robustezza agli errori di trasmissione e da la possibilità di sincronizzazione tra ricevitore e trasmettitore;

Appendice B

Il Low Density Parity Check Code - LDPC

Il Low density parity check code è un codice di controllo di errore lineare. In particolare viene utilizzato per trasmettere i dati su un canale rumoroso[19].

La costruzione di questi codici viene fatta utilizzando la rappresentazione dei grafi di Tanner.

I grafi di Tanner sono dei grafi bipartiti descritti da delle matrici.

Definizioni matematiche

Una matrice \mathcal{H} è detta (dv,dc) -sparsa se ogni riga contiene al più dc entrate diverse da 0 e se ogni colonna contiene al più dv entrate diverse da 0.

Una matrice (dv,dc) -sparsa è detta *regolare* se ogni riga contiene esattamente dc entrate diverse da 0 e ogni colonna contiene esattamente dv entrate diverse da 0.

Più semplicemente, una matrice d -sparsa è una matrice (d,d) -sparsa.

Ad ogni matrice binaria \mathcal{H} di dimensioni $M \times N$ può essere associato un grafo detto "*grafo di incidenza*". In particolare le colonne e le righe rappresentano i nodi,

mentre le entrate rappresentano gli archi.

Un grafo $\Gamma(A, B)$ è detto "*grafo bipartito*", se l'insieme dei vertici può essere diviso in due sottoinsiemi $D \cup F$ e gli archi collegano esclusivamente gli elementi dal sottoinsieme D al sottoinsieme F .

Il grafo Γ di incidenza della matrice di controllo di parità H di un codice lineare C è detto *Grafo di Tanner di C* . Questi sono grafi bipartiti.

Un grafo di Tanner $\Gamma = (R \cup L, E)$ (dove R unito L sono gli insiemi dei nodi ed E l'insieme degli archi), può essere interpretato come segue:

1. Gli n elementi di L corrispondono alle n posizioni in una parola e vengono detti variabili;
2. Gli $n-k$ elementi di R corrispondono alle righe della matrice H e rappresentano delle equazioni di controllo di parità e sono detti nodi di controllo;
3. Esiste un arco che collega una variabile dell'insieme L ad uno dell'insieme di controllo R , se, e solo se, il valore dell'equazione di controllo corrispondente alla riga j -esima di H dipende dal valore della i -esima della parola ricevuta.

Dato un grafo $\Gamma = (P, E)$, il grado di un vertice v è il numero di spigoli incidenti con v .

Un grafo bipartito $\Gamma = (L \cup R, E)$ è detto (l, r) -regolare se ogni vertice v appartenente a L ha grado l e ogni vertice c appartenente a R ha grado r .

Un grafo $\Gamma = (P, E)$ è detto sparso quando il numero degli spigoli di E è all'incirca lineare nel numero dei vertici di P . Il grafo di una matrice d -sparsa è sparso

Il Low Density Parity Check - LDPC

Un codice C è detto un low densità parity check se C ammette almeno un grafo di Tanner sparso.

Un codice LDPC è detto (l, r) -regolare se C ammette un grafo di Tanner (l, r) -regolare.

Un codice LDPC si dice (l,r) -subregolare se esso ammette un grafo di Tanner $\Gamma = (L \cup R, E)$ tale che:

1. ogni vertice v appartenente a L ha grado al più l ;
2. ogni vertice w appartenente a R ha grado al più r .

LDPC - Binario

Tra tutti gli LDPC, il caso più semplice è quello di un LDPC-binario.

Un LDPC binario, ha come grafo un grafo $\Gamma = (L \cup R, E)$ dove i vertici v dell'insieme L sono i bit della sequenza inviata, mentre i vertici dell'insieme R rappresentano dei nodi di somma (che nel caso binario sono delle XOR).

Un LDPC per la trasmissione richiede quindi dapprima una trasmissione della sequenza che si vuole inviare e poi vengono calcolati i bit di correzione.

Una peculiarità dell'LDPC è che ai bit di ridondanza è possibile associare un solo nodo di controllo.

Un esempio di LDPC binario è visibile in figura B.1.

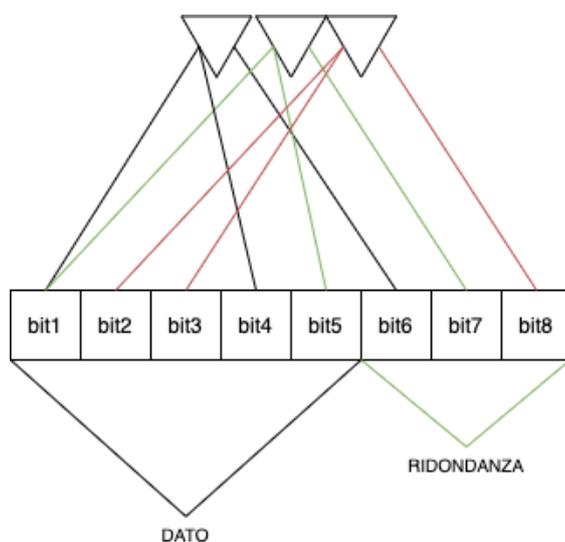


Figura B.1: Rappresentazione di un LDPC utilizzando i grafi di Tanner

La matrice \mathcal{H} del grafo riportato in figura B.1 è:

$$\mathcal{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Le dimensioni della matrice \mathcal{H} sono $N \times N-K$ dove N è la lunghezza dell'intero codice (bit di dato + bit di ridondanza) mentre K sono i bit di dato.

Le matrici H del LDPC hanno la peculiarità di avere la seguente forma:

$$\mathcal{H} = (-\mathcal{P}^t | \mathcal{I}_{n-k})$$

.

Infatti dalla matrice costruita poc'anzi è possibile notare che la matrice \mathcal{P} è uguale a:

$$-\mathcal{P}^t = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

La definizione della matrice P è utile per la costruzione del codice da trasmettere, in quanto l'intero codice C da inviare può essere calcolato come:

$$C = D_k \cdot \mathcal{G}_{k,n}$$

Dove D_k è il dato da inviare mentre $\mathcal{G}_{k,n}$ è detta matrice generatrice. La matrice generatrice è definita come:

$$\mathcal{G} = (\mathcal{I}_k | P)$$

Nel caso binario tuttavia bisogna tener presente che $\mathcal{P} = -\mathcal{P}$.

Ritornando al caso binario precedentemente menzionato, si ha che la matrice generatrice \mathcal{G} è uguale a:

$$\mathcal{G} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Facendo un prodotto scalare tra il dato che si vuole inviare con la matrice generatrice si ottiene il codice da inviare. Alternativamente si possono calcolare solo i bit di ridondanza utilizzando la matrice P . Considerando la matrice P (dove il bit di parità i -esimo è rappresentato dalla i -esima riga mentre il dato j -esimo dalla j -esima colonna) ogni bit di parità i -esimo può essere calcolato come la XOR tra i bit di dato la cui entrata è a 1 nella matrice P .

La decodifica tuttavia è tutt'altro che banale, in quanto il tempo di esecuzione deve essere pressoché lineare con la dimensione del codice. Se questa proprietà non è soddisfatta possono esserci dei problemi in quanto la latenza nella comunicazione diventa importante oppure, può succedere che sia arrivato un altro pacchetto nonostante non sia avvenuta la decodifica del pacchetto precedente.

In letteratura esistono vari algoritmi di decodifica, più o meno efficienti che vanno a cercare la parola più vicina a quella inviata a seconda del modello del canale adottato.

Sebbene esistano molti modelli del canale, nella ricerca di un algoritmo di decodifica, in questa trattazione si farà riferimento il Binary Erasure Channel (BEC), in quanto, utilizzando una tecnica di modulazione PPM, se si ha un errore nella trasmissione, non si ha un'alterazione del valore ricevuto ma solo un "miss", ovvero l'errore viene individuato e riconosciuto come tale. Se si utilizza una tecnica di modulazione PPM, bisogna far sì che la dimensione del codice sia proporzionale ai bit di quantizzazione della PPM. In particolare, sia i bit di dato, che i bit di ridondanza, devono essere multipli di n (con n numero di bit della parola inviata). Dal momento che la PPM lavora su n bit per volta si può utilizzare un low density parity check code, che non sia binario e utilizzare come valori non i singoli bit, ma ogni n -bit inviati. Questo approccio però, ha lo svantaggio che la somma non può essere fatta più con una XOR, ma devono essere utilizzati dei sommatore (in trasmissione) e dei sottrattore (in ricezione) a n bit. Questa soluzione può essere vantaggiosa dal momento che, nel caso della PPM, se esiste un errore nella comunicazione vengono invalidati n bit. Nel caso di un codice binario, se si hanno n errori di comunicazione, quindi un eventuale algoritmo di decodifica generico, e

con una matrice H , determinata in modo casuale, deve "recuperare" n bit. Questo può significare anche maggior tempo nella decodifica. Nel caso di un approccio non binario, avendo i simboli che vanno da $[0 \text{ a } 2^n]$, ogni errore di comunicazione, comporta l'invalidazione di un solo simbolo, pertanto un eventuale algoritmo di decodifica può essere più veloce.

Utilizzando un approccio binario i simboli ricevuti possono essere $+1$, 0 e $?$ (il miss). L'idea di un algoritmo di decodifica potrebbe essere quello di trovare i $?$ nel codice ricevuto e di percorrere il grafo, in modo tale da risolverlo. L'idea è la seguente: si percorre il codice dall'inizio, se nel codice si trova un "miss" (che denoteremo con $?"1"$) per capire il valore di quel bit, si percorrono tutti i nodi a cui $?"1$ è collegato, se nel percorso sono presenti altri $?$, si dà priorità al nuovo miss trovato cercando di risolverlo, utilizzando quindi la ricorsione. Dovranno essere messi tuttavia nell'algoritmo di risoluzione eventuali controlli per evitare che possano essere presenti dei loop che farebbero crollare il sistema.

È stato scelto come tecnica di ridondanza l'utilizzo del LDPC per varie ragioni: La motivazione principale risiede nel fatto che se dimensionato opportunamente, si riesce a raggiungere il limite nel BER, per un determinato SNR, definito dal teorema di Shannon. Inoltre rispetto ai Turbo code questo tipo di codice lavora bene su un rapporto "bit di dato"/"bit totali" anche basso, ma con la condizione che il pacchetto sia abbastanza grande.

L'idea finale è quella di utilizzare dei dispositivi flessibili, ovvero che permettano di trovare in fase di sperimentazione il miglior rapporto N/K .

Appendice C

I Fotomoltiplicatori al Silicio - SiPM

I Fotomoltiplicatori al Silicio sono dei sensori progettati per il rilevamento di basse quantità di luce. Sono basati su un array di fotodiodi a valanga che lavorano in Geiger mode. In questo modus operandi, un fotodiodo è polarizzato oltre la sua tensione di breakdown senza che la valanga sia innescata aumentando la sua sensibilità alla luce di diversi ordini di grandezza rispetto ai normali fotodiodi o fotodiodi a valanga. Quando un fotone viene assorbito nel silicio, si genera una coppia elettrone-lacuna, la quale viaggiando nel silicio innesca il fenomeno della valanga causando di fatto una moltiplicazione interna della corrente foto-generata. Una volta che la valanga è stata innescata, è necessario "resettare" il fotodiodo per poter permettere una nuova rilevazione. Questo reset del fotodiodo è detto "quench". Esistono molte tecniche di quench sia con circuiti attivi che passivi. Il modo più semplice è quello di inserire in serie al fotodiodo un resistore, chiamato resistore di quench, come in figura C.1. In condizioni di equilibrio si ha che nel fotodiodo e nel resistore di quench non scorre alcuna corrente, quindi ai capi del fotodiodo è applicata una tensione pari a VPS, la quale è maggiore della sua tensione di breakdown; quando un fotodiodo viene colpito da un fotone, si innesca una valanga e dal momento che nel resistore di quench passa una corrente, si avrà una caduta di tensione ai suoi capi la quale, dal momento che VPS è costante, farà scendere la tensione ai capi del fotodiodo al di sotto della tensione di breakdown,

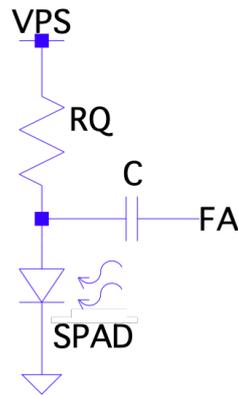


Figura C.1: SPAD con resistore di quench e fast output

fermando di fatti la valanga. Di solito il resistore di quench è integrato all'interno del chip. A volte sul nodo tra il fotodiode e il resistore di quench è inserita una capacità, la quale, facendo la derivata della corrente che scorre all'interno del ramo, fornisce in uscita una tensione permettendo una lettura dell'informazione in modo più semplice dal terminal Fast Output.

L'insieme del fotodiode, del resistore di quench e della capacità è detta microcella. E' abbastanza semplice da intuire che ogni singola microcella, a differenza dei normali fotodiode PIN o dei fotodiode a valanga, non ha un comportamento lineare con la potenza ottica che irradia il fotodiode in quanto, dato il meccanismo di funzionamento, è possibile conoscere solo la presenza/assenza di luce. Per avere un comportamento più o meno lineare la soluzione è quella di utilizzare matrici di microcelle: avendo una matrice, statisticamente il numero di microcelle colpite è proporzionale all'energia che irradia il sensore, pertanto il picco della corrente in uscita è proporzionale alla potenza che irradia il sensore. Tuttavia è evidente che si ha una saturazione nella massima corrente in uscita, in quanto se la potenza che irradia il sensore è troppo grande si ha che tutte le microcelle sono irradiate perdendo di fatto la relazione potenza irradiata-corrente in uscita. Si possono usare i fotomoltiplicatori al silicio in zona lineare solo per bassissimi livelli di luce. In figura C.2 è possibile visualizzare uno schema di un fotomoltiplicatore al silicio.

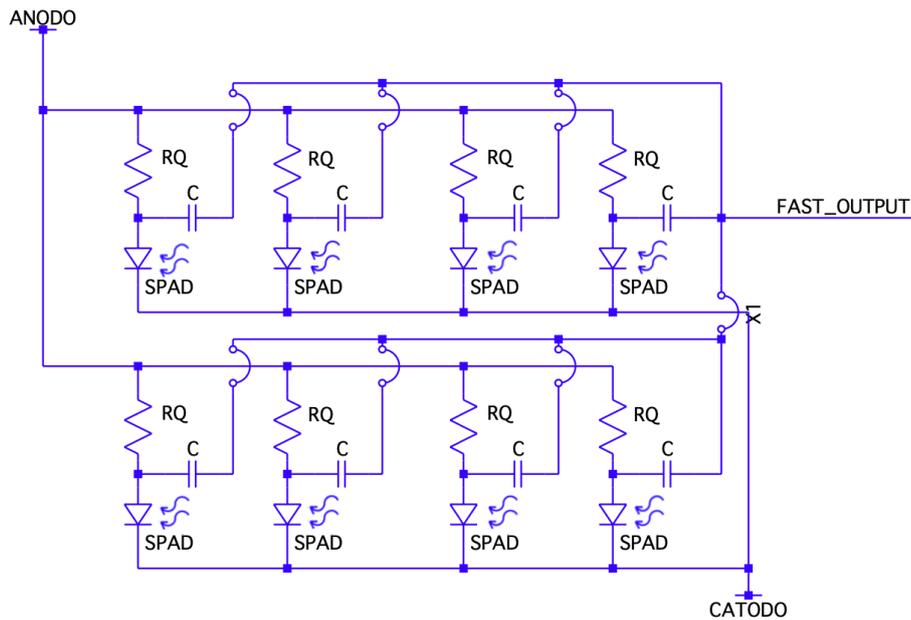


Figura C.2: Fotomoltiplicatore al silicio - schema

Ora verranno analizzate le principali caratteristiche dei fotomoltiplicatori al silicio [20][21].

Tensione di breakdown E' la tensione di breakdown dei fotodiodi integrati all'interno del fotomoltiplicatore al silicio. Questo è tra i parametri più importanti di un SiPM in quanto, per poter lavorare in Geiger mode è necessario imporre al sensore una tensione maggiore della sua tensione di breakdown. Dipende soprattutto dalla tecnologia con cui è realizzata ed è dipendente dalla temperatura: tipicamente la variazione c è nell'ordine di $20mV/^\circ C$

Overvoltage E' definita come la differenza tra la tensione applicata al sensore e la sua tensione di breakdown. Da questo parametro dipendono molte delle caratteristiche del sensore, tra cui la sensibilità. Dal momento che la tensione di breakdown varia con la temperatura, in ambienti in cui questa ha delle fluttuazioni rilevanti e la sensibilità del sensore necessita di essere il più costante possibile, è opportuno un controllo della tensione applicata in funzione della temperatura. Tipicamente il range dell' overvoltage va da 1V a 5V.

Responsività E' definito come il rapporto tra la corrente fotogenerata e la potenza ottica incidente. Per i normali fotodiodi a valanga è un valore compreso tra 0 e 100, mentre per i fotomoltiplicatori al silicio vale $\simeq 10^5 - 10^6$.

PDE - Photon detection Efficiency La PDE è un indice della sensibilità del sensore.

La PDE è definita come la probabilità che un fotone arrivando sulla superficie del fotomoltiplicatore al silicio inneschi una valanga. Questo parametro è dipendente dall'overvoltage, dalla lunghezza d'onda, dalle dimensioni del sensore e dalle dimensioni della singola microcella.

I fotomoltiplicatori al silicio hanno un picco nella sensibilità che è attorno ai 450 nm. Regolare la PDE attraverso l'overvoltage può essere utile per portare il sensore in zona lineare. Tuttavia non è semplicissimo e scontato fare ciò. Nel progetto del trasmettitore, non conoscendo il canale, si cercherà di massimizzare la PDE senza andare ad intaccare troppo gli altri parametri .

Numero di microcelle Il numero di microcelle riveste un ruolo fondamentale nel caso in cui si voglia utilizzare il sensore in regione lineare. In quanto maggiore è il numero di microcelle e maggiore sarà la corrente fotogenerata in uscita alzando quindi la soglia della potenza ottica di saturazione. Questo parametro può essere calcolato come il rapporto tra l'area di tutto il sensore e l'area della singola microcella.

Dark Count Rate - DCR E' un indice della rumorosità del dispositivo. Dal momento che lavorando in Geiger mode il dispositivo si trova in una condizione di equilibrio instabile, può capitare che una coppia elettrone-lacuna generata termicamente possa innescare una valanga senza che il sensore sia effettivamente illuminato. Il DCR viene misurato in CPS (Count per Second) ed è molto suscettibile alla temperatura, all'overvoltage, alle dimensioni del dispositivo e alle dimensioni della singola microcella. Tipicamente questo valore con un overvoltage di circa 2.5 V è nell'ordine delle decine di Kcps/mm².

Corrente di buio Idealmente in un diodo polarizzato inversamente dovrebbe scorrere una corrente nulla, ma dal momento che si lavora con una tensione inversa che è maggiore della tensione breakdown anche in condizioni stazionarie è possibile avere una corrente rilevante. La corrente che scorre ai capi del fotomoltiplicatore in condizione stazionarie, quando il sensore non è illuminato è detta corrente di buio. Questa corrente dipende dalla tensione applicata ed è fortemente dipendente dalla temperatura in quanto maggiore sarà la temperatura e maggiore sarà la corrente di buio.

Guadagno In un normale fotodiodo PiN la corrente fotogenerata è proporzionale alla potenza ottica sul fotodiodo in quanto ogni fotone genera una coppia elettrone-lacuna all'interno della regione intrinseca che viene trasportata dal campo elettrico generato dalla tensione inversa applicata ai capi del diodo. Nei fotodiodi a valanga e nei Fotomoltiplicatori al Silicio, dal momento che si trovano al bordo del breakdown negli APD e in pieno breakdown nei SiPM, una coppia elettrone-lacuna urtando gli altri atomi presenti nel reticolo cristallino, genera altre coppie elettrone lacuna incrementando di fatto la corrente fotogenerata. Si ha quindi un meccanismo di guadagno della corrente fotogenerata interno al dispositivo. Il guadagno non è altro che la quantità di coppie elettrone lacuna che vengono generate da un singolo fotone. Ne risulta che maggiore sarà il guadagno, maggiore sarà la sensibilità del sensore. Negli APD, il guadagno è nelle ordine delle centinaia nell'infrarosso, valore che scende a qualche decina per il visibile, mentre nei SiPM è nell'ordina di 10^5 .

Il guadagno viene calcolato come

$$G = \frac{C\Delta V}{q}$$

dove C è la capacità della microcella, ΔV è l'overvoltage applicato mentre q è la carica dell'elettrone.

Tempo di ricarica della microcella Quando un fotone viene rilevato dal fotorilevatore, si innesca una valanga e per poter resettare il sensore c'è bisogno di una certa quantità di tempo. Ciò che viene fornito spesso a catalogo è la

costante di tempo di ricarica della microcella. Questa quantità viene definita come segue:

$$\tau_{rec \mu c} = Cd(Rq + Rs \cdot N)$$

dove Cd è la capacità effettiva della microcella, Rq è la resistenza di quench, N è il numero di microcelle totali all'interno del sensore mentre Rs è qualsiasi resistenza in serie al fotomoltiplicatore.

Generalmente il tempo di ricarica del sensore viene quantificato come $T_{90\%-10\%} = 2.2 \cdot \tau_{rec \mu c}$. Analizzando quest'equazione è possibile notare che il tempo di ricarica è direttamente proporzionale alla capacità effettiva della microcella, la quale a sua volta è dipendente dalle dimensioni della stessa; inoltre, essendo presente il termine $Rs \cdot N$, per avere un sensore veloce è necessario anche che sia il numero delle microcelle che eventuali resistenze in serie al fotomoltiplicatore siano ridotti. Si noti che un nuovo fotone può essere rilevato dalla microcella anche prima che questa sia completamente resettata, tuttavia, dal momento che la tensione applicata sul fotodiodo all'interno della microcella è minore di quella impostata, si ha che la PDE è minore di quella desiderata.

Fill factor E' il rapporto tra l'area attiva sensibile alla luce e l'area totale del fotomoltiplicatore. Maggiore sarà il numero di microcelle, minore sarà il fill factor. Questo perchè oltre al fotodiodo, ogni microcella ha integrato il resistore di quench e una capacità, che rappresentano una parte dell'area.

Dopo questa breve trattazione delle principali caratteristiche dei fotomoltiplicatori risulta evidente che dei sensori di dimensioni maggiori hanno un comportamento migliore per quanto ne riguarda la sensibilità, ma ne peggiorano le prestazioni in termini di velocità e di rumore. Dei sensori con numerose microcelle all'interno riescono a generare una corrente maggiore a discapito anche in questo caso della sensibilità. La scelta del sensore quindi è di fondamentale importanza per ottenere le giuste prestazioni in termini di BitRate, di BER e in termini di distanza raggiungibile.

Modello elettrico

Per poter effettuare il progetto del ricevitore e per poter effettuare le dovute simulazioni, è necessario costruire un modello elettrico del Fotomoltiplicatore al silicio [22]. La singola microcella può essere modellata con il circuito visibile in figura C.3: R_q è la resistenza di quench mentre C_q è la capacità associata alla resistore. Il SPAD è stato modellato con un interruttore pilotato dal fotone incidente alla microcella, da un generatore di tensione V_{BD} che rappresenta la tensione di breakdown, da una resistenza R_d , che rappresenta la resistenza serie del diodo, il tutto in parallelo a una capacità C_d che rappresenta la capacità del diodo.

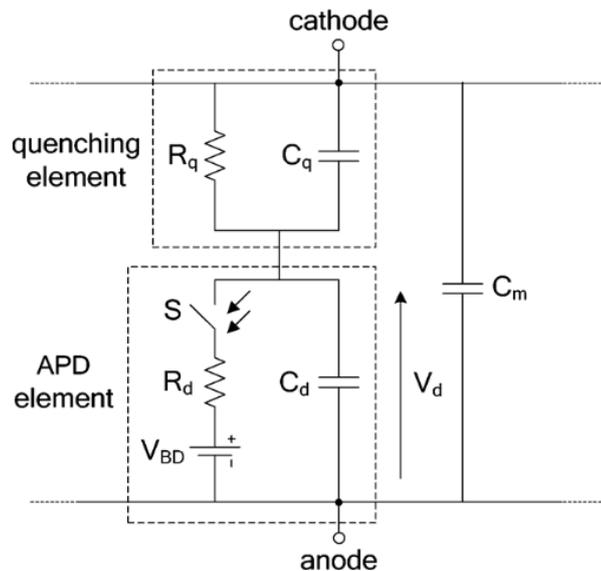


Figura C.3: Modello elettrico di una microcella del fotomoltiplicatore al silicio in particolare, nella sezione superiore si ha il circuito di quench, in quella inferiore il modello dello SPAD [22]

Nella parte superiore del circuito è possibile vedere il circuito di quench mentre nella parte inferiore il modello SPAD.

Dal momento che il fotomoltiplicatore è una matrice di microcelle, un modello elettrico del fotomoltiplicatore consiste in una connessione in parallelo di N elementi di microcelle. Il segnale in uscita sarà quindi la somma delle correnti

che vengono generate in ogni singola microcella che va in breakdown. Per potere rendere più maneggevole il modello è necessario quindi fare una distinzione tra le microcelle che innescano una valanga e quelle che invece "aspettano" un fotone. Le microcelle che non vengono colpite da un fotone hanno l'interruttore sempre aperto, annullando quindi di fatto il contributo della tensione di breakdown e della resistenza serie del diodo. Con questa distinzione, si può considerare il parallelo delle microcelle che vengono colpite da un fotone e quelle che invece non vanno in valanga, rendendo il circuito equivalente del sensore molto più semplice come in figura C.4.

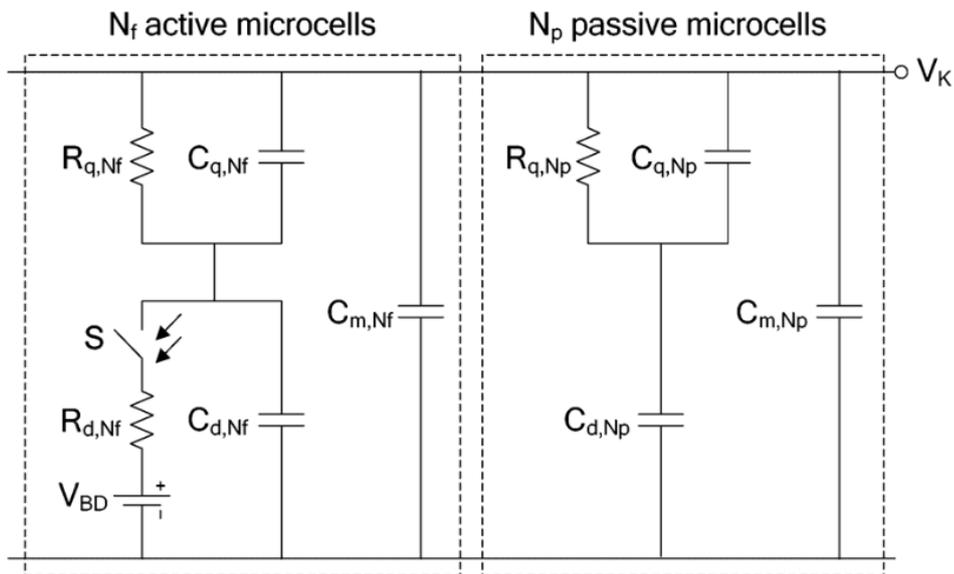


Figura C.4: Modello equivalente del Fotomoltiplicatore al Silicio [22]

I parametri che caratterizzano il circuito in figura sono tutti estrapolabili dai parametri della singola microcella, in quanto, considerando come N_f il numero delle celle colpite da un fotone e N il numero totale delle microcelle si ha che, facendo il parallelo dei componenti:

- $R_{q,nf} = R_q/N_f$;
- $C_{q,nf} = C_q N_f$;
- $V_{bd}=V_{bd}$;

- $R_{d,nf} = R_d/N_f$;
- $C_{d,nf} = C_d N_f$;
- $C_{m,Nf} = C_m N_f$;
- $R_{q,np} = R_q/(N - N_f)$;
- $C_{q,np} = C_q (N - N_f)$;
- $R_{d,np} = R_d/(N-N_f)$;
- $C_m, N_p = C_m (N - N_f)$

I parametri più importanti del modello possono essere trovati direttamente sui datasheet dei dispositivi scelti.

Appendice D

Calcolo della funzione di trasferimento e studio della stabilità dell'amplificatore in trans-impedenza

Un amplificatore in transimpedenza è un circuito elettronico che converte la corrente di input in una tensione proporzionale alla stessa.

Esistono vari circuiti che possono essere realizzati. Il più semplice (ma anche inadatto) è quello riportato in figura D.1.

Amplificatore in transresistenza

Il problema di questo circuito è correlato alla stabilità in frequenza. Il guadagno di anello di questo circuito è:

$$T = \frac{1/sC_{in}}{1/sC_{in} + R_f} Ad(s)$$

Ipotizzando che il guadagno dell'amplificatore operazionale abbia un solo polo, e che il suo prodotto banda guadagno sia GBW, svolgendo i calcoli si ha che il guadagno di anello del sistema può essere espresso come:

$$T = A_0 \frac{1}{1 + s \frac{Ad}{2\pi GBW}} \frac{1}{1 + sR_f C_{in}}$$

APPENDICE D. CALCOLO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO E
STUDIO DELLA STABILITÀ DELL'AMPLIFICATORE IN
TRANS-IMPEDENZA

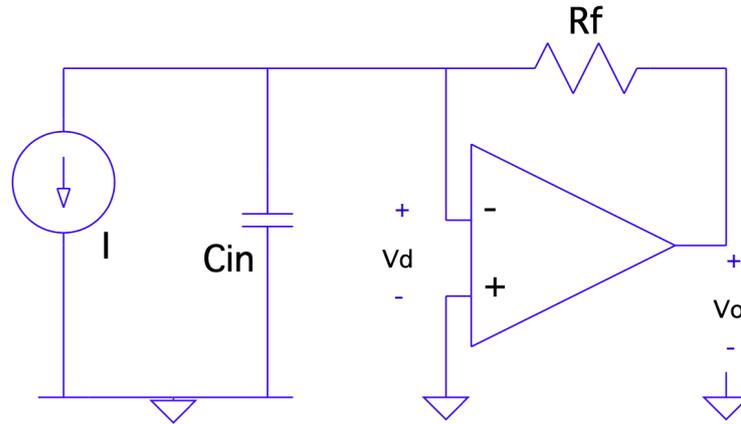


Figura D.1: Amplificatore in transresistenza

E' possibile notare subito che sono presenti due poli alle frequenze $fp1$ ($\frac{GBW}{Ad}$) ed $fp2$ ($\frac{1}{2\pi R_f C_{in}}$). Il diagramma di Bode è presente in figura D.2

Dal grafico in figura è possibile notare che $fp2$ riduce il margine di fase dell'am-

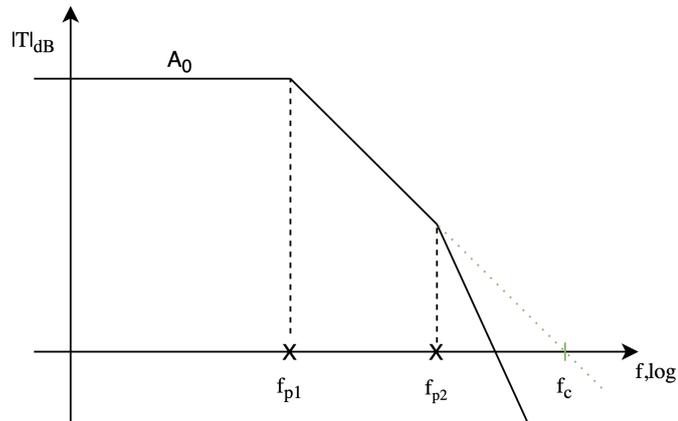


Figura D.2: Diagramma di Bode del guadagno di anello dell'amplificatore in transresistenza (in nero) e dell'amplificatore operazionale (tratteggiato in verde)

plificatore (difficilmente $fp2$ può trovarsi oltre la frequenza di crossover dell'amplificatore) e portarlo eventualmente anche in condizioni di instabilità.

Per risolvere questo problema, è necessario introdurre nel sistema uno zero nel guadagno di anello. Per fare ciò è sufficiente inserire una capacità in parallelo a R_f , avendo di fatti un amplificatore in transimpedenza.

Amplificatore in transimpedenza

L'amplificatore in transimpedenza è visibile in figura D.3

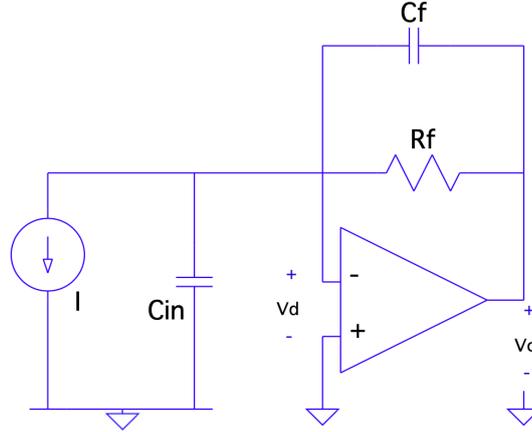


Figura D.3: Amplificatore in transimpedenza

Il guadagno di anello di questo circuito è:

$$T = \frac{1/sC_{in}}{1/sC_{in} + 1/sC_f \parallel R_f} A_d(s)$$

Con le ipotesi sul guadagno ad anello aperto dell'amplificatore operazionale fatte in precedenza, si ha che:

$$T = A_0 \frac{1 + sC_f R_f}{1 + s(C_f + C_{in})R_f} \frac{1}{1 + \frac{s A_0}{2\pi GBW}}$$

Nell'ipotesi che $C_{in} \gg C_f$, è possibile notare che, come nel circuito precedente, si hanno due poli, ma è stato introdotto uno zero in $f_z = 1/2\pi R_f C_f$. Il diagramma di Bode della funzione di trasferimento di questo circuito è visibile in figura D.4. La frequenza di crossover del guadagno di anello appena calcolato è posizionata in:

$$f_c = A_0 f_{p1} \frac{f_{p2}}{f_z} = GBW \frac{f_{p2}}{f_z}$$

Andando ad esplicitare il rapporto f_{p2}/f_z si ha che la frequenza di crossover è posizionata in:

$$f_c = GBW \frac{C_f}{C_f + C_{in}} \simeq GBW \frac{C_f}{C_{in}}$$

APPENDICE D. CALCOLO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO E
STUDIO DELLA STABILITÀ DELL'AMPLIFICATORE IN
TRANS-IMPEDENZA

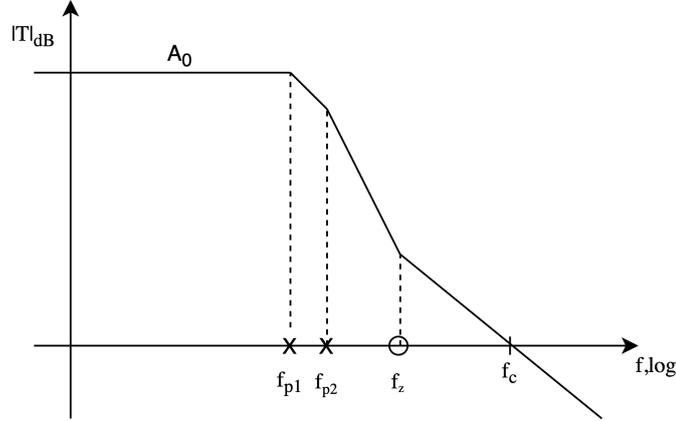


Figura D.4: Diagramma di Bode del guadagno di anello dell'amplificatore in transimpedenza

Per il corretto dimensionamento della capacità C_f si fa riferimento alla risposta ad anello chiuso del circuito.

La funzione di trasferimento del circuito V_{out}/I_{in} è:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{I_{in}(s)} &= -V_d \cdot Ad(s) = \left(I_{in} \frac{R_f}{1 + s(C_f + C_{in})R_f} - V_o \frac{1/sC_{in}}{1/sC_{in} + 1/sC_f \parallel R_f} \right) \frac{A_0}{1 + s^{A_0}/2\pi GBW} = \\ &= \frac{A_0 R_f}{A_0(1 + sC_f R_f) + (1 + s^{A_0}/2\pi GBW)(1 + s(C_{in} + C_f)R_f)} = \\ &= \frac{A_0 R_f}{A_0 + 1s(A_0 C_f R_f + (C_{in} + C_f)R_f + A_0/2\pi GBW) + s^2 \frac{(C_{in} + C_f)A_0}{2\pi GBW} R_f} = \\ &= R_f \frac{A_0}{A_0 + 1} \frac{1}{1 + s \left(\frac{A_0}{A_0 + 1} C_f R_f + \frac{(C_{in} + C_f)R_f}{A_0 + 1} + \frac{A_0}{2\pi GBW(A_0 + 1)} \right) + s^2 \frac{C_{in} + C_f}{2\pi GBW} \frac{A_0}{A_0 + 1}} \end{aligned}$$

A questo punto è possibile semplificare l'espressione appena ricavata, assumendo che il guadagno dell'operazionale A_0 sia $\gg 1$, ipotesi realistica, in quanto il guadagno degli amplificatori operazionali di solito è maggiore di 60 dB. L'espressione della funzione di trasferimento del circuito diventa quindi

$$\frac{V_o}{I_{in}} = R_f \frac{1}{1 + s \left[R_f \left(C_f + \frac{C_{in} + C_f}{A_0 + 1} \right) + \frac{1}{2\pi GBW} \right] + s^2 \frac{(C_{in} + C_f)R_f}{2\pi GBW}}$$

Questa ricorda la funzione di trasferimento di un filtro passa bassa del secondo ordine la cui espressione è:

$$H_{lp,2^{nd}} = \frac{H_0}{1 + s \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}}$$

APPENDICE D. CALCOLO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO E
STUDIO DELLA STABILITÀ DELL'AMPLIFICATORE IN
TRANS-IMPEDENZA

Per l'amplificatore in transimpedenza si ha che la frequenza caratteristica del filtro è:

$$f_n = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi R_f(C_{in} + C_f)}}$$

mentre lo smorzamento risulta essere uguale a:

$$\xi = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{2\pi GBW}{R_f(C_{in} + C_f)}} \left(R_f \left(C_f + \frac{C_f + C_{in}}{A_0 + 1} \right) + \frac{1}{2\pi GBW} \right) \right]$$

Le equazioni appena ricavate sulla pulsazione caratteristica e sullo smorzamento possono essere utilizzate come equazioni per dimensionare correttamente C_f e per scegliere l'amplificatore operazionale con un GBW adatto.

Bibliografia

- [1] H. Kaushal e G. Kaddoum. “Underwater Optical Wireless Communication”. In: *IEEE Access* 4 (2016), pp. 1518–1547.
- [2] R.C.Smith e K.S. Baker. “Optical properties of the clearest natural waters”. In: *Applied Optics* 20.2 (1981), pp. 177–184.
- [3] C. Gabriel et al. “Investigation of suitable modulation techniques for underwater wireless optical communication”. In: *2012 International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*. 2012, pp. 1–3.
- [4] M. Doniec et al. “Using optical communication for remote underwater robot operation”. In: *2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. 2010, pp. 4017–4022.
- [5] M. Doniec et al. “AquaOptical: A lightweight device for high-rate long-range underwater point-to-point communication”. In: *OCEANS 2009*. 2009, pp. 1–6.
- [6] B. Cochenour, L. Mullen e A. Laux. “Spatial and temporal dispersion in high bandwidth underwater laser communication links”. In: *MILCOM 2008 - 2008 IEEE Military Communications Conference*. 2008, pp. 1–7.
- [7] F. Paul Carlson. *Introduction to Applied Optics for Engineers*. pag. 217 to 225. Academic press, INC, 1977. ISBN: 0-12-160050-5.
- [8] Bruno Rossi. *Ottica*. pag. 420 to 426. Masson Italia Editori SPA, 1977. ISBN: 9788821405181.
- [9] Donald R.Huffman Graig F.Bohren. *Absorption and Scattering of Light by Small Particles*. 1998. ISBN: 0-471-29349-7.

-
- [10] Heinz-Helmut Perkampus. *UV-VIS Spectroscopy and Its Applications - Translated by H. Charlotte Grinter and Dr. T. L. Threlfall*. pagg 1-24. Springer Laboratory.
- [11] B.K. hughes J.A. Simpson e J.F. Muth. “Smart transmitters and receivers for underwater free-space optical communication”. In: *IEEE j. sel. Areas Commun* 30.5 (2012), pp. 964–974.
- [12] *Introduction to the Silicon Photomultiplier (SiPM)*. AND9770/D. Rev. 7. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9770-D.PDF>. On Semiconductor. Lug. 2018.
- [13] S.Sarala M.Saravanakumar e A. Sivigami. “Shorten pulse position modulation for underwater wireless optical communications”. In: *wireless commun.* 3.1 (2011), pp. 836–843.
- [14] P. Swathi e S. Prince. “Designing issues in design of underwater wireless optical communication system”. In: *2014 International Conference on Communication and Signal Processing*. 2014, pp. 1440–1445.
- [15] D. Brizzolara D.Anguita e G. Parodi. “Prospect and problems of optical diffuse wireless communication for underwater wireless sensor networks (UW-SNs)”. In: *Wireless Sensor Networks: Application-Centric Design. : InTech* (2010).
- [16] Application Note No. AN052. *Thermal management of light sources based on SMT LEDs*. Rapp. tecn. URL: <https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-2496744/Thermal%5C%20management%5C%20of%5C%20light%5C%20sources%5C%20based%5C%20on%5C%20SMT%5C%20LEDs.pdf>.
- [17] AND9782. *Biasing and Readout of OnSemiconductors Silicon photomultipliers*. Rapp. tecn. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9782-D.PDF>.

- [18] Y. Fan e R. J. Green. “Comparison of pulse position modulation and pulse width modulation for application in optical communications”. In: *Opt. Eng.* 46.6 (giu. 2007).
- [19] Luca Giuzzi. *Codici correttori*. pag. 209-226; pag 299-305. Italia: Springer-Verlag, 2006. ISBN: 10 88-470-0359-6.
- [20] AND9770/D. *Introduction to Silicon Multipliers*. Rapp. tecn. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9770-D.PDF>.
- [21] AND9776. *Linearity of the Silicon Photomultipliers*. Rapp. tecn. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9776-D.PDF>.
- [22] D. Marano et al. “Silicon Photomultipliers Electrical Model Extensive Analytical Analysis”. In: *IEEE Transactions on Nuclear Science* 61.1 (feb. 2014), pp. 23–34. DOI: 10.1109/TNS.2013.2283231..

Elenco delle figure

1.1	Coefficiente di attenuazione totale per acqua dolce al variare della lunghezza d'onda misurata da vari autori - [2]	9
1.2	Rumore derivante dalla FOV: geometria in 2 diverse situazioni : a) l'angolo solido della FOV del ricevitore è più piccolo dell'angolo solido della sorgente, b) l'angolo solido della FOV del ricevitore è più grande dell'angolo solido della sorgente [1]	11
1.3	Schema a blocchi di un generico trasmettitore	13
1.4	Schema a blocchi di un generico ricevitore	14
1.5	APD in configurazione SPAD	17
2.1	Il sistema di comunicazione dati dal punto di vista più alto	21
2.2	Schema a blocchi del trasmettitore	23
2.3	Schema a blocchi del ricevitore	25
2.4	L'invio di due parole secondo lo schema di modulazione scelto	26
2.5	La composizione del pacchetto di trasmissione	27
3.1	Caratteristica statica tensione-corrente tipica di un led di potenza	30
3.2	Schema di principio per il circuito di pilotaggio	32
3.3	Schema di principio per il circuito di pilotaggio 10-90	33
3.4	Schema a blocchi del circuito trasmettitore	35
3.5	Circuito di potenza - Buck	36
3.6	Intera topologia del trasmettitore	36
3.7	Prima simulazione - Particolare della corrente nel LED con $T_{on}=10ns$ e $T_w=80ns$	37

3.8	Prima simulazione - Corrente nel LED con $T_{on}=10ns$ e $T_w=80ns$	38
3.9	Seconda simulazione - Corrente nel LED con $T_{on} = 10 ns$ e $T_{off}=$ 10 ns	38
3.10	Seconda simulazione - Particolare della corrente nel LED	39
3.11	Diagramma ad occhio in trasmissione della corrente nel LED	39
3.12	FFT della corrente nel LED	40
4.1	Schema a blocchi del circuito ricevitore	44
4.2	Posizionamento della resistenza in serie al fotodiode per la trasdu- zione del segnale in tensione	45
4.3	Amplificatore in trans-impedenza	46
4.4	Topologia completa per il circuito ricevitore	47
4.5	Topologia scelta per la generazione della tensione di alimentazione per il sensore	49
4.6	Simulazione - Tensione in uscita dall'amplificatore in transimpedenza	50
4.7	Simulazione - Tensione differenziale in uscita al comparatore di soglia (in blu), tensione in uscita dall'amplificatore in transimpe- denza (in verde) e tensione di soglia (in rosso)	50
4.8	Simulazione - Diagramma ad occhio della tensione in uscita dal- l'amplificatore in transimpedenza con la corrente di picco in uscita dal sensore di $720\mu A$	51
4.9	Simulazione - Sullo stesso piano è possibile vedere la tensione in uscita dal Buck-boost (in blu) e la tensione in uscita dal regolatore lineare (in verde)	52
4.10	Ripple della tensione in uscita	52
A.1	Modulazione OOK - In basso si ha un esempio di comunicazione. In alto si ha un errore di comunicazione, ricevendo un 1 anziché uno 0 (in rosso). Il risultato è l'errore di ricezione di un solo bit	58
A.2	Modulazione PPM: l'invio di tre parole 011, 101 e 111	60
A.3	Modulazione DPIM con slot di guardia: l'invio di tre parole 011, 101 (con un errore di trasmissione) e 111	61

A.4	Modulazione PWM: l'invio di tre parole 011, 101 e 111	62
B.1	Rappresentazione di un LDPC utilizzando i grafi di Tanner	66
C.1	SPAD con resistore di quench e fast output	71
C.2	Fotomoltiplicatore al silicio - schema	72
C.3	Modello elettrico di una microcella del fotomoltiplicatore al silicio in particolare, nella sezione superiore si ha il circuito di quench, in quella inferiore il modello dello SPAD [22]	76
C.4	Modello equivalente del Fotomoltiplicatore al Silicio [22]	77
D.1	Amplificatore in transresistenza	80
D.2	Diagramma di Bode del guadagno di anello dell'amplificatore in transresistenza (in nero)e dell'amplificatore operazionale (tratteg- giato in verde)	80
D.3	Amplificatore in transimpedenza	81
D.4	Diagramma di Bode del guadagno di anello dell'amplificatore in transimpedenza	82