

Dimostrazione sperimentale di un sistema di trasmissione ottico 2-PSK a ricezione coerente con PLL ottico e codifica 8B/10B

Original

Dimostrazione sperimentale di un sistema di trasmissione ottico 2-PSK a ricezione coerente con PLL ottico e codifica 8B/10B / S., C., Ferrero, V., Gaudino, R., Poggiolini, P.. - (2005). (FOTONICA 2005 Trani, Italy June 2005).

Availability:

This version is available at: 11583/1412090 since: 2016-11-04T14:38:42Z

Publisher:

Published

DOI:

Terms of use:

This article is made available under terms and conditions as specified in the corresponding bibliographic description in the repository

Publisher copyright

(Article begins on next page)

Dimostrazione sperimentale di un sistema di trasmissione ottico 2-PSK a ricezione Coerente con PLL ottico e codifica 8B/10B

S. Camatel, V. Ferrero, R. Gaudino and P. Poggiolini
PhotonLab, Dipartimento di Elettronica, Politecnico di Torino
Corso Duca degli Abruzzi, 24, 10129 Torino, Italy
stefano.camatel@polito.it

The 2-PSK homodyne receiver based on Sub-Carrier Optical PLL is pattern dependent due to its high pass filtering. We experimentally evaluate the receiver performances and demonstrate the pattern dependency suppression by using an 8B/10B coding.

1. Introduzione

I sistemi di comunicazione in fibra ottica a ricezione coerente ricevettero una grande considerazione agli inizi degli anni '90 [1-3]. Essi presentavano importanti vantaggi rispetto i tradizionali sistemi IM-DD (Intensity modulation direct detection), come per esempio una migliore sensibilità al ricevitore. Nonostante i vantaggi, tali sistemi coerenti non trovarono applicazione pratica nel campo delle comunicazioni in fibra ottica a causa della loro complessità e dell'introduzione degli amplificatori ottici in fibra drogata Erblio (EDFA) che resero meno rilevante la necessità di una sensibilità migliore. Nel prossimo futuro però la rivelazione coerente potrebbe tornare in auge in alcuni dei seguenti scenari:

- Compensazione totale della dispersione nel dominio elettrico
- WDM ultra denso
- Reti ottiche velocemente riconfigurabili
- Sensori ottici

In [4] abbiamo presentato una nuova architettura di ricevitore coerente fondata su un PLL ottico basato sulla modulazione di sotto-portante (SC-OPLL[§]) la cui funzione di trasferimento ad anello chiuso introduce un filtraggio passa-alto di secondo ordine sulla fase del segnale ricevuto. La frequenza naturale corrispondente deve essere ottimizzata affinché il rumore di fase di SC-OPLL sia minimizzato (vedi [1]) e la sensibilità del ricevitore sia massimizzata. La frequenza di taglio ottima risultante potrebbe essere troppo alta producendo una penalità inaccettabile quando i dati trasmessi presentano componenti spettrali significative a bassa frequenza (come quando si hanno lunghe sequenze di "1" and "0"). Per esempio, nel nostro sistema di comunicazione 2 PSK a 2.5 Gbit/s, non si ha un degrado delle prestazioni quando vengono trasmesse PRBS (Pseudo Random Bit Sequences) di lunghezza inferiore a 2^7-1 . Una possibile soluzione al problema consiste nella realizzazione di un Decision Driven PLL per ricevitori ottici omodina [3] le cui prestazioni sono indipendenti dalla sequenza di dati trasmessi, a scapito però di una maggiore complessità del sistema. Una soluzione più semplice consiste nel codificare i dati trasmessi con un codice 8B/10B [5] che permette di ridurre le componenti spettrali a bassa frequenza. Per tale motivo questo codice è già stato impiegato per esempio in ricevitori ottici in modalità burst accoppiati AC [6]. Proponiamo quindi di utilizzare il codice di trasmissione 8B/10B al fine di sopprimere la dipendenza dalla sequenza trasmessa nel ricevitore PSK SC-OPLL. In questo modo siamo riusciti ad annullare le penalità dovute alle PRBS di lunghezza elevata (per esempio $2^{22}-1$).

2. Configurazione del sistema e risultati

Il SC-OPLL, descritto in [4], è basato sulla generazione di sottoportante e permette di ottenere un semplice PLL ottico basato su componenti commerciali. Il suo funzionamento è molto simile a quello dei PLL ottici presenti in letteratura. Infatti un'analisi lineare, simile a

[§] Patent Pending

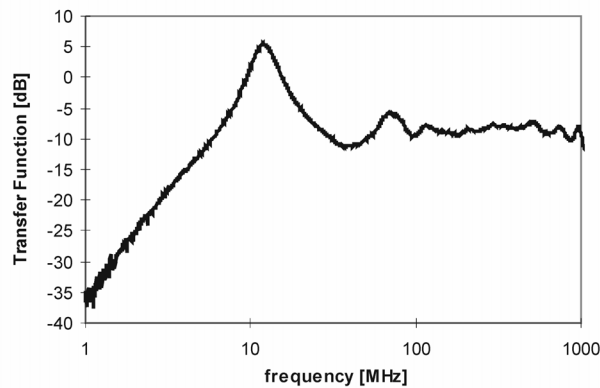


Fig. 1. Funzione di trasferimento dell'errore di fase ad anello chiuso del SC-OPLL misurata da un network analyzer e utilizzando la tecnica descritta in [1].

quella condotta in [2], può essere eseguita sul nostro SC-OPLL e il risultato finale è una funzione di trasferimento analoga a quella ricavata in [2]. Seguendo la tecnica proposta in [1], abbiamo quindi misurato la funzione di trasferimento dell'errore di fase ad anello chiuso di SC-OPLL e Fig. 1 mostra il risultato sperimentale ottenuto. Il filtraggio passa-alto presenta una frequenza di taglio inferiore di circa 4 MHz che deteriora il segnale ricevuto nel caso di una modulazione di fase e ciò comporta una dipendenza dalla sequenza trasmessa del ricevitore PSK. Una tale dipendenza può essere osservata, per esempio, in un sistema di trasmissione IM-DD a 2.5 Gbit/s nel quale venga utilizzato un ricevitore accoppiato AC con una frequenza di taglio inferiore, non appropriata, di 4 MHz, anziché la tipica decina di kHz. Al fine di stimare l'effetto del filtraggio introdotto dal SC-OPLL sulla dipendenza dalla PRBS trasmessa, noi abbiamo sperimentalmente valutato le prestazioni del sistema (vedi Fig. 2) al variare della lunghezza della sequenza di bit con e senza codifica 8B/10B. Il ricevitore coerente è basato sul SC-OPLL ed è costituito da un accoppiatore direzionale ottico a 3 dB, un fotodiodo amplificato, un filtro d'anello e un VCO ottico (OVCO). Durante gli esperimenti sono stati utilizzati due diversi fotodiodi, uno con banda elettrica di 1.8 GHz per velocità di trasmissione di 2.5 Gbit/s e l'altro con banda elettrica di 2.3 GHz per velocità di trasmissione di 3.125 Gbit/s. Il filtro di anello è un filtro attivo del primo ordine caratterizzato dalle costanti di tempo $\tau_1 = 46$ ns e $\tau_2 = 73$ ns. Il VCO ottico è l'elemento fondamentale su cui si basa il SC-OPLL ed è costituito da un VCO elettrico a 6 GHz con guadagno pari a 100 MHz/V, un amplificatore elettrico di potenza, un modulatore elettro-ottico d'intensità avente banda 10 GHz e un laser sintonizzabile a cavità esterna. Il trasmettitore PSK include un laser accordabile a cavità esterna, un modulatore di fase a 2.5 Gbit/s e un amplificatore elettrico di potenza. Il SC-OPLL lavora correttamente se il segnale trasmesso contiene un segnale dati

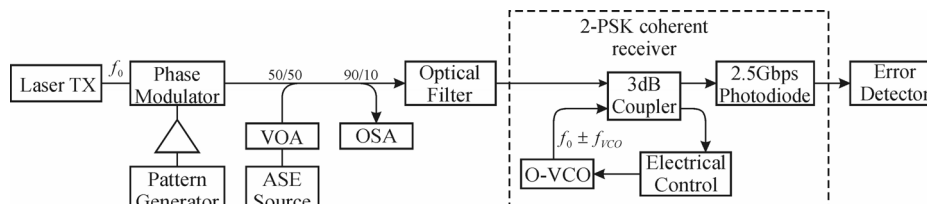


Fig. 2. Configurazione del sistema con schema dell'implementazione del SC-OPLL.

modulato PSK e un residuo di portante non modulata (vedi [2]); in pratica questo si ottiene con una modulazione di fase incompleta. la sorgente di rumore ottico (ASE) e l'attenuatore ottico variabile (VOA) permettono di introdurre una quantità di rumore variabile mantenendo costante la potenza di segnale al ricevitore; questa configurazione permette di variare il rapporto segnale-rumore ottico (OSNR) misurato da un analizzatore di spettro (OSA) con una risoluzione di banda di 0.1 nm. Il filtro ottico ha la funzione di ridurre la potenza di rumore e possiede una banda di 0.7 nm.

Le prestazioni del sistema PSK omodina sono state valutate attraverso misure di probabilità di errore sul bit (BER) al variare della lunghezza della PRBS. Le curve di BER ottenute sono mostrate in Fig. 3, la quale presenta anche alcuni dei diagrammi ad occhio rilevati. Nella prima parte dell'esperimento il trasmettitore generava delle PRBS di lunghezza variabile a 2.5 Gbit/s e la Fig. 3 mostra i risultati delle misure con lunghezze pari a 2^7-1 e 2^9-1 con banda del fotodiodo di 1.8 GHz. Confrontando le due curve si possono notare circa 5 dB di penalità in corrispondenza di un BER = 10^{-5} dovuti alla trasmissione di una PRBS di lunghezza più elevata. Infatti, maggiore è la lunghezza della PRBS e più intense sono le componenti spettrali a bassa frequenza del segnale trasmesso che di conseguenza vengono tagliate dal filtraggio passa-alto introdotto dal ricevitore degradando le prestazioni di sistema. Successivamente la codifica 8B/10B è stata impiegata al fine di ridurre la potenza delle componenti spettrali a bassa frequenza. Una PRBS $2^{22}-1$ è stata codificata e i dati ottenuti sono stati trasmessi da un BER tester a 2.5 Gbit/s; la velocità di trasmissione effettiva dei dati originali (senza codifica) sarebbe in questo caso pari a 2 Gbit/s. Fig. 3 mostra le curve di BER ottenute. In questo caso, il sistema ha funzionato decisamente meglio dei casi precedenti e si è ottenuto un guadagno di 1 dB rispetto alla trasmissione della PRBS 2^7-1 . Evidentemente la degradazione del segnale dovuta alla trasmissione di lunghe sequenze di "1" o "0" è stata fortemente ridotta dall'uso del codice di blocco. Ulteriori misure sono state eseguite a 3.125 Gbit/s, così che il fotodiodo utilizzato in precedenza è stato sostituito con un'altro avente banda pari a 2.3 GHz al fine di ridurre gli effetti di una eventuale interferenza intersimbolica. I dati codificati sono stati trasmessi a 3.125 Gbit/s corrispondenti a una velocità effettiva pari a 2.5 Gbit/s. Ciò significa che i dati originali della PRBS $2^{22}-1$ sono

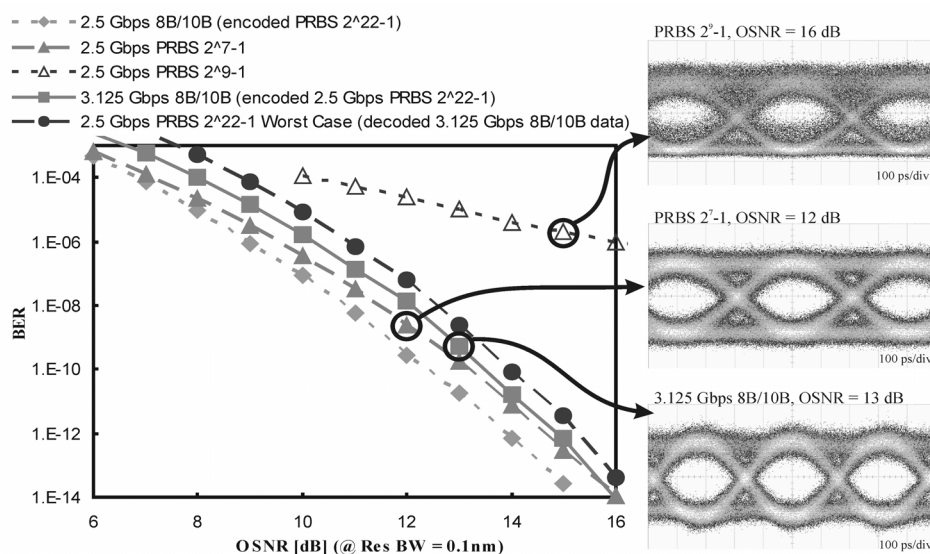


Fig. 3. Misura di BER verso OSNR (0.1 nm R.B.) per diverse lunghezze di sequenza e velocità 2.5 Gbps, e nel caso di velocità 3.125 Gbps con e senza codifica 8B/10B.

trasmessi con velocità pari a 2.5 Gbit/s, come nei casi di codifica assente. La Fig. 3 mostra l'andamento del BER in funzione del rapporto segnale rumore Ottico (OSNR), dal quale si può ricavare la penalità introdotta dal ricevitore con banda 2,3 GHz rispetto al ricevitore con banda 1.8 GHz; tale penalità è principalmente dovuta al filtraggio elettrico in ricezione più largo. In Fig. 3 è stata anche raffigurata la curva di BER nell'ipotesi che i dati ricevuti vengano decodificati. Per ottenere tale curva si è considerato il caso peggiore e si è sfruttata la caratteristica del codice 8B/10B che prevede che ogni singolo errore nei bit codificati generi al massimo 5 errori nella sequenza dei dati decodificati (vedi [5]). Si è ottenuta quindi una penalità di 1 dB rispetto al sistema a 2.5 Gbit/s con PRBS 2^7-1 ; ciò dimostra, anche nel caso peggiore, la completa soppressione della dipendenza delle prestazioni del sistema rispetto alla lunghezza della PRBS.

3. Conclusioni

Il presente articolo propone una soluzione, basata su codifica 8B10B, al problema della dipendenza dalla sequenza di bit trasmessa del ricevitore 2 PSK omodina. Il semplice codice di blocco impiegato permette di recuperare le forti penalità introdotte da PRBS di lunghezza elevata. La sua efficacia è stata dimostrata codificando una PRBS $2^{22}-1$ e trasmettendo il flusso codificato; in questo modo si sono rilevate prestazioni analoghe alla trasmissione di una ben più corta PRBS 2^7-1 . In assenza di tale codice altre architetture di ricevitore coerente dovrebbero essere utilizzate con un conseguente aumento della complessità del sistema. Il nostro sistema basato su SC-OPLL presenta il vantaggio della semplicità e di essere realizzabile utilizzando componenti discreti disponibili in commercio. In conclusione il lavoro presentato ha dimostrato la fattibilità di un sistema di trasmissione basato su modulazione PSK e ricezione coerente omodina come possibile alternativa ai formati di modulazione tipicamente utilizzati.

Ringraziamenti

Questa ricerca è stata svolta grazie al parziale supporto della Rete di Eccellenza E-Photon/One, del VI programma quadro della Comunità Europea e grazie alla collaborazione con l'azienda AVANEX.

Bibliografia

- [1] L. G. Kazovsky and D. A. Atlas, "A 1320-nm experimental optical phase-locked loop: performance investigation and PSK homodyne experiments at 140 Mb/s and 2 Gb/s", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 8, N. 9, settembre 1990, pp. 1414-1425.
- [2] L. G. Kazovsky, "Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Considerations, and Laser Linewidth Requirements", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 4, N. 2, febbraio 1986, pp. 182-195.
- [3] L. G. Kazovsky, "Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements", *J. Lightwave Technol.*, Vol. 3, N. 6, dicembre 1985, pp. 1238-1247.
- [4] S. Camatel, V. Ferrero, R. Gaudino and P. Poggiolini, "Optical phase-locked loop for coherent detection optical receiver", *IEE Electronics Letters*, Vol. 40, N. 6, marzo 2004, pp. 384-385.
- [5] A. X. Widmer and P. A. Franaszek, "A DC-Balanced, Partitioned-Block, 8B/10B Transmission Code", *IBM J. RES. DEVELOP.*, Vol. 27, N. 5, settembre 1983, pp. 440-451.
- [6] S. Han and M. Lee, "Burst-Mode Penalty of AC-Coupled Optical Receivers Optimized for 8B/10B Line Code", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 16, N. 7, luglio 2004, pp. 1724-1726.