Time-Frequency Packing per sistemi ottici ad alta capacità

Marco Secondini[1], Tommaso Foggi[2], Francesco Fresi[1], Gianluca Meloni[2], Antonia Mastropaolo[1], Fabio Cavaliere[3], Giulio Colavolpe[4], Enrico Forestieri[1], Luca Potì[2], Roberto Sabella[3], Giancarlo Prati[2]

[1]Scuola Superiore Sant'Anna, [2]CNIT, [3]Ericsson Research Italia, [4]Università degli Studi di Parma

Abstract. In questo lavoro viene presentata l'applicazione del Time-frequency Packing (TFP), uno schema di modulazione attraverso il quale è possibile ottenere la massima efficienza spettrale utilizzando formati di modulazione e detector a complessità limitata. Il lavoro analizza i principi teorici sui quali la tecnica si basa, illustra le procedure di design e l'implementazione del sistema ponendo l'attenzione sugli aspetti peculiari dell'applicazione del TFP. In particolare, la compensazione adattiva degli effetti dovuti alla propagazione in fibra ottica, il filtraggio adattato, la rivelazione basata sulla probabilità Maximum a Posteriori sono ottenuti dalla combinazione di un equalizzatore di tipo feed-forward e da quattro detector BCJR. Sono stati, inoltre, progettati dei codici LDPC irregolari con differenti rate per ottenere la massima efficienza spettrale per differenti rapporti segnale-rumore. Viene, infine, fornita la dimostrazione sperimentale del design del sistema.

1. Introduzione

I sistemi di comunicazione ottica di nuova generazione impiegano la rivelazione coerente in combinazione con tecniche di Digital Signal Processing avanzato per ottenere alti "rate" trasmissivi. Le attuali implementazioni caratterizzate da capacità di 100 Gb/s consentono il raggiungimento di valori di efficienza spettrale intorno ai 2 bit/s/Hz. Pur considerando le limitazioni di potenza e banda dei link in fibra, esistono ancora notevoli margini di miglioramento in termini di capacità del canale rispetto alle tecnologie attualmente sviluppate.

Allo scopo di incrementare l'efficienza spettrale rispetto ai sistemi attualmente realizzati è necessario adottare uno schema di modulazione in grado di fornire le migliori prestazioni in termini di energia, costi e affidabilità per un dato SNR e per determinati vincoli di complessità.

Nelle comunicazioni ottiche viene tipicamente utilizzata la segnalazione ortogonale come nel caso del Nyquist WDM e del OFDM [1]-[3]. Il rispetto della condizione di ortogonalità imposto in questo tipo di segnalazione vincola la scelta della spaziatura nel dominio del tempo e della frequenza, assicurando una trasmissione priva di interferenza intersimbolica (ISI) e interferenza tra portanti (ICI) alle spese di un valore della massima efficienza spettrale del sistema limitato in relazione al numero di livelli del formato di modulazione utilizzato. Infatti, per ottenere alti valori di efficienza spettrale è necessario l'impiego di formati di modulazione multilivello con alta complessità e bassa sensibilità agli effetti non lineari.

Alcuni degli approcci proposti recentemente, superando il limite di Nyquist, consentono di ottenere maggiore efficienza spettrale pur utilizzando formati di modulazione poco complessi [4]-[8].

Il Time Frequency Packing (TFP) rappresenta un'evoluzione del già noto Faster-than-Nyquist (FTN) [9] e può essere considerato come una procedura di design per l'ottimizzazione di una classe di formati di modulazione.

L'approccio utilizzato nel time-frequency packing è quello di suddividere il problema in tre parti fissando dapprima la costellazione che si intende utilizzare e la complessità del detector, trovando l'ottimo time-spacing and fre-

Workshop GARR 2014 - Next Network: Costruiamo il futuro della rete - Selected Papers. Roma 2-4 dicembre 2014
ISBN: 978-88-905077-5-5 *© 2016 Associazione Consortium GARR*

quency-spacing che fornisce la massima efficienza spettrale ottenibile con quella data costellazione e complessità del detector e selezionando, infine, un codice da applicare per ottenere la suddetta efficienza spettrale.

2. Time-frequency packing

Per analizzare gli aspetti teorici che stanno alla base del TFP facciamo riferimento all'equivalente passa-basso di un sistema che utilizza un tale approccio (Fig. 1).

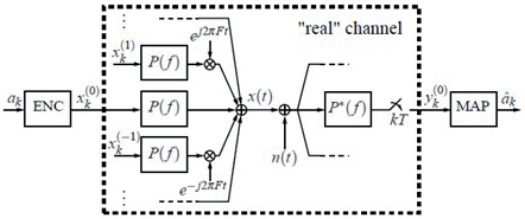

Fig. 1 Sito di dorsale HPWNet, cerchiato in rosso, visto dal tetto di una delle scuole coinvolte

Le portanti sono equispaziate e vengono modulate tutte con lo stesso formato di modulazione e con lo stesso impulso formante *p(t)*. L'inviluppo complesso del segnale è:

$$x(t) = \sum_l \sum_k x_k^{(l)} p(t - KT)\, e^{j2\pi lFt} \quad (1)$$

dove sono indicati rispettivamente con $x_k^{(l)}$ il simbolo trasmesso sulla *l*-esima portante al tempo *kT*, con *T* la spaziatura temporale tra i simboli e con *F* la spaziatura frequenziale tra portanti adiacenti. Assumendo di poter considerare il link ottico come un canale ideale a doppia polarizzazione affetto da rumore additivo Gaussiano bianco (AWGN) *n(t)*, il segnale corrotto dal rumore sarà demodulato attraverso l'uso di filtri adattati e di campionatori a tempo di simbolo. L'efficienza spettrale di tale sistema risulta essere:

$$\eta = \frac{I(X;Y)}{FT} \quad (2)$$

dove I(X;Y) rappresenta il termine di informazione mutua tra input e output e FT è il prodotto tempo-frequenza.

Allo scopo di evitare l'insorgere di fenomeni di ISI e ICI sarebbe necessario progettare lo schema di modulazione nel rispetto della condizione di ortogonalità e ponendo quindi dei vincoli sull'impulso formante e sulla spaziatura frequenziale e temporale tra gli impulsi (limite di Nyquist). Utilizzando la segnalazione ortogonale, I(X;Y) si ottiene impiegando un symbol-by-symbol detector e dipende solamente dal formato di modulazione e dal rapporto segnale rumore. Il rispetto del limite di Nyquist impone però che il prodotto FT sia unitario e dunque, l'unico modo per incrementare in questo caso l'efficienza spettrale è quello di aumentare la cardinalità del formato di modulazione utilizzato.

Se si sceglie invece di non utilizzare la segnalazione ortogonale decadono i vincoli su p(t), F e T ed è quindi possibile scegliere p(t) in base ai componenti hardware disponibili e ridurre il prodotto FT oltre il limite di Nyquist senza modificare il formato di modulazione. L'utilizzo di una segnalazione di tipo non ortogonale introduce però fenomeni di interferenze nel sistema (ICI e ISI) che agiscono riducendo il numeratore della (2) e rendono necessario l'impiego di un detector più complesso. L'obiettivo in questo caso è quindi quello di selezionare F e T in modo che la riduzione del numeratore sia più che bilanciata dalla riduzione del denominatore e che il detector non abbia complessità troppo elevata. Il Faster-than-Nyquist (FTN) opera assicurando che la spaziatura temporale e quella frequenziale vengano selezionate mantenendo la minima distanza euclidea del sistema (Mazo limit e two-dimensional Mazo limit).

L'approccio del TFP è invece quello di fornire l'ottimo in termini di efficienza spettrale dato l'utilizzo di un detector di una data complessità. A questo scopo viene utilizzata una definizione leggermente diversa per l'efficienza spettrale, ottenuta sostituendo il termine di muta informazione I(X;Y) con l'information rate massimo ottenibile per un decoder non adattato (achievable information rate-AIR) [10].

Lo AIR è definito come segue:

$$\hat{I}(X^{(0)}; Y^{(0)}) \triangleq \lim_{k\to\infty} \frac{1}{K} E\left\{\log \frac{q(x(0)|y(0))}{q(y(0))}\right\} \le I(X;Y) \quad (3)$$

dove $x^{(0)}$ e $y^{(0)}$ sono i k simboli rispettivamente trasmessi e ricevuti sul canale 0 e $q\,(x^{(0)} \mid y^{(0)})$ e $q\,(y^{(0)})$ sono le distribuzioni di uscita condizionale e marginale ottenute connettendo l'input a un canale ausiliario arbitrario. La quantità espressa in (3) rappresenta un limite inferiore per l'informazione mutua, inoltre, si può ottenere attraverso il MAP (Maximum a Posteriori) un detector progettato per il canale ausiliario selezionato e può essere valutata in maniera semplice attraverso le simulazioni. Il canale ausiliario viene selezionato come quello che fornisce il miglior compromesso tra prestazioni e complessità, tanto più esso risulta essere simile al canale reale tanto più $\hat{I}$ è simile a I. Più semplice è il canale ausiliario, più semplice è il MAP detector per ottenere $\hat{I}$. Infine, le spaziature nel tempo e nella frequenza sono ottimizzate massimizzando l'efficienza spettrale ottenibile con il detector selezionato.

L'efficienza spettrale che si ottiene con l'applicazione del TFP è la seguente:

$$\hat{\eta} = \max_{F,T>0} \frac{\hat{I}(X^{(0)}; Y^{(0)})}{FT} \leq \eta \qquad (4)$$

L'approccio innovativo del TFP rispetto al FTN consiste nel trovare l'ottimo del prodotto BT e del rapporto F/T utilizzando l'espressione (4), selezionare uno dei parametri (F,T o B) in maniera arbitraria e calcolare gli altri di conseguenza. L'efficienza spettrale aumenterà con il crescere del rapporto segnale rumore, ma i valori ottimi di F e T dipendono solo in minima parte da SNR, tanto che una singola ottimizzazione può essere adottata per un ampio range di SNR.

L'ultimo step del TFP, comune a quasi tutti i sistemi di comunicazione digitale, consiste nel trovare una strategia di codifica tale che, codificando in maniera appropriata i bit di informazione sui simboli trasmessi $\{x_k^{(0)}\}$, si è in grado di ottenere un valore di efficienza spettrale il più vicino possibile a (4).

3. Design del sistema

Per il design di un sistema ottico multiportante che utilizza il TFP è stata utilizzata la modulazione DP-QPSK a un rate 1/T con impulsi formanti p(t). Tutte le portanti modulate vengono combinate e trasmesse su un canale AWGN con rumore n(t). Al ricevitore la portante viene demodulata tramite un filtro adattato e un campionatore a tempo di simbolo. I campioni ricevuti vengono inviati a un MAP symbol detector basato sull'algoritmo BCJR. Il detector è adattato al canale ausiliario il quale rappresenta un'approssimazione del canale reale ottenuta trascurando l'ICI, troncando l'ISI ai primi L_T simboli ed incrementando la varianza del rumore in modo da tener conto dell'ICI trascurato e dell'ISI.

Sebbene l'impulso formante può essere ottimizzato per incrementare l'efficienza spettrale, consideriamo in questo lavoro soltanto impulsi ottenuti impiegando filtri di Chebyshev del nono ordine con banda a -3 dB pari a B. Dato l'impulso p(t), attraverso l'uso di simulazioni numeriche, vengono ottimizzate l'efficienza spettrale e le spaziature temporale e frequenziale. Tale ottimizzazione viene eseguita considerando una memoria di canale di lunghezza pari a L_T=3 per due valori del rapporto segnale rumore rispettivamente pari a 7.5 e 22.5 dB. La massima efficienza spettrale si raggiunge codificando il segnale con codici LDPC progettati ad-hoc per un canale affetto da ISI. La procedura adottata per la costruzione di tali codici si esplica in due step. Viene dapprima utilizzata la tecnica euristica proposta in [11] per l'ottimizzazione del grado di distribuzione dei variable e dei check node e successivamente viene costruita la matrice di parità con tale grado di distribuzione attraverso algoritmi PEG (Progressive Edge Growth).

4. Implementazione del sistema

Un sistema in fibra ottica basato sul TFP utilizza la stessa configurazione hardware di un tipico sitema WDM basato sulla rivelazione coerente [12]. La figura 2 presenta lo schema descrittivo del sistema al quale facciamo riferimento. Tale sistema è di tipo single user detector in quanto presenta un trasmettitore e un ricevitore indipendente per ciascuna portante ottica. Ogni singola portante generata attraverso un laser di tipo ECL (external-cavity laser) alla lunghezza d'onda desiderata viene modulata per poi essere combinata attraverso un multiplexer ottico con

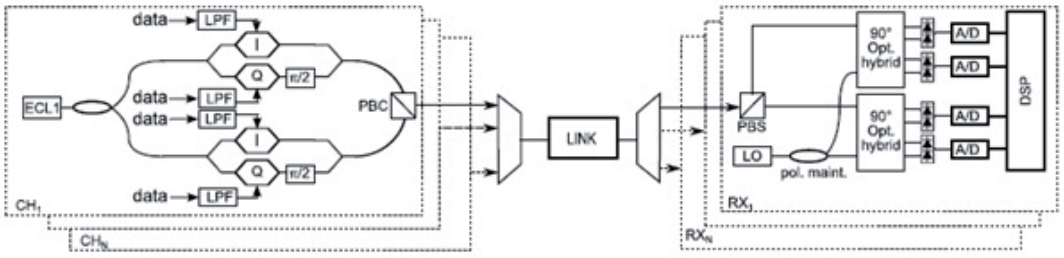

Fig. 2 Schema del trasmettitore e ricevitore di un sistema basato sul Time-frequency Packing

le altre portanti. Una volta trasmessa sul canale ottico, ciascuna portante viene estratta attraverso un demultiplexer ottico e rivelata in modo indipendente.

In ciascun trasmettitore lo schema di modulazione adottato per ogni componente in fase e in quadratura dei due stati di polarizzazione è basato sull'uso di un modulatore Mach-Zender pilotato a basso voltaggio e di un filtro elettrico. La scelta di un tale schema è dovuta al fatto che esso rappresenta la migliore scelta in termini di costi e complessità.

Al ricevitore viene utilizzato un tipico schema basato su rivelazione coerente. Dopo il demultiplexing ogni portante viene divisa nei due stati di polarizzazione ortogonali ciascuno dei quali viene combinato separatamente con il campo ottico di un oscillatore locale all'interno di un ibrido ottico 90°, e rivelato con due coppie di fotodiodi bilanciati. Il campionamento dei segnali all'uscita dai fotodiodi viene effettuato attraverso un convertitore analogico-digitale (ADC) con banda B pari almeno alla banda dell'inpulso p(t) e frequenza di campionamento pari a 2B. L'altra parte dei ricevitore è costituita da un sistema di processing digitale illustrato nello schema in figura 3, supponendo di avere frequenza di campionamento 1/T. Dato che si utilizza il TFP, la banda e la frequenza di campionamento richieste sono tipicamente inferiori a 1/(2T) e 1/T rispettivamente, pertanto viene effettuato un sovracampionamento per ottenere la frequenza 1/T richiesta per il processing. Ciascun campione complesso ricevuto r_k viene processato per compensare l'offset di frequenza tra il segnale e l'oscillatore locale. La stima di tale offset è effettuata sulla base di sequenze di training utilizzando l'algoritmo [13]. I campioni compensati s_k vengono dati in ingresso a un 2D-FFE (two dimensional feed-forward equalizer) attraverso il quale vengono compensati gli effetti lineari della propagazione quali group-velocity dispersion (GVD), rotazione di polarizzazione e polarization-mode dispersion (PMD). I campioni equalizzati delle due polarizzazioni $z_{1,k}$ e $z_{2,k}$ vengono elaborati separatamente per compensare il rumore di fase del laser (carrier phase estimation CPE) la cui stima si basa sull'algoritmo di Tikhonov. Infine, ciascuna componente in fase e in quadratura viene inviata separatamente a un detector BCJR con 2^{LT} stati seguito dal decoder LDPC. Lo schema di rivelazione utilizzato è di tipo MAP basato sul modello di Ungerboeck [14]-[15], e viene ottenuto attraverso uno scambio iterativo di informazioni tra i detector BCJR [16] e i decoder LDPC[17].

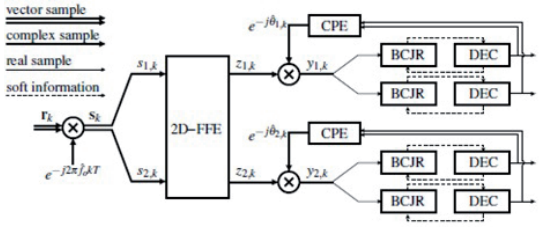

Fig. 3 Schema del DSP

5. Dimostrazione Sperimentale

Il setup sperimentale utilizzato per l'implementazione di un sistema basato su TFP è illustrato in figura 4.

I cinque laser ECL vengono modulati separatamente per mezzo di due modulatori Mach-Zehnder annidati.

La spaziatura frequenziale, ottimizzata secondo la procedura descritta precedentemente, è impostata a F=20 GHz e i segnali che pilota-

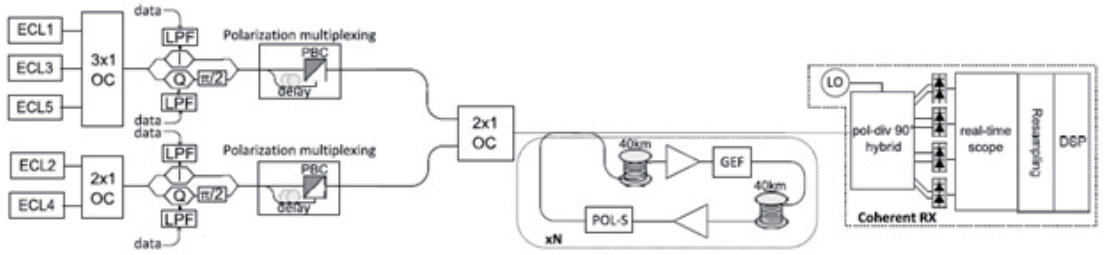

Fig. 4 Setup sperimentale

no la componente in fase e in quadratura di ciascun IQ-MZM sono modulati a frequenza R=1/T = 40 GBd e filtrati con filtri di Chebyshev del nono ordine con banda B=10 GHz. La tensione picco-picco di modulazione V_{PP} è pari a 1.5 V mentre la tensione V_{π} è pari a 2.8. Il multiplexing delle polarizzazioni è emulato per mezzo di un beam splitter 50/50, una linea di ritardo ottica e un polarization beam combiner (PCB). Le componenti I e Q modulate da bit di informazione random vengono codificate attraverso un codice LDPC opportunamente progettato. I canali pari e dispari sono accoppiati utilizzando un accoppiatore ottico 2x1.

Uno dei cinque canali viene rivelato dopo la trasmissione utilizzando uno schema di rivelazione coerente a diversità di fase e di polarizzazione che impiega un oscillatore locale (LO) che trasmette alla stessa lunghezza d'onda nominale del segnale ricevuto. I segnali rivelati da quattro coppie di fotodiodi bilanciati vengono campionati a 50 GSa/s attraverso un oscilloscopio real time con banda 20 GHz. Dopo un ricampionamento digitale alla frequenza 1/T il segnale ricevuto viene elaborato off-line secondo lo schema di processing visto nella sezione precedente.

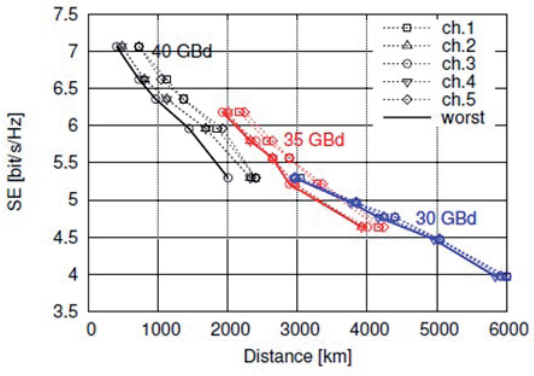

Fig. 5 Risultati sperimentali ottenuti con le configurazione a 40 GBd, 35 GBd e 30 GBd

I risultati sperimentali ottenuti utilizzando il setup appena descritto dimostrano che su distanze di 6000 Km, riprodotte sperimentalmente attraverso un recirculating loop, il sistema presenta efficienza spettrale pari a 4 bit/s/Hz. Su una distanza di 300 Km si è ottenuto il valore record di 7.1 bit/s/Hz.

Riferimenti bibliografici

[1] G. Bosco, V. Curri, A. Carena, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "On the performance of Nyquist-WDM Terabit superchannels based on PMBPSK, PM-QPSK, PM-8QAM or PM-16QAM subcarriers," J.Lightwave Technol., vol. 29, no. 1, pp. 53–61, 2011.

[2] W. Shieh, X. Yi, and Q. Yang, "Coherent optical OFDM: has its time come?," vol. 7, pp. 234–255, Mar.2008.

[3] A. Barbieri, G. Colavolpe, T. Foggi, E. Forestieri, and G. Prati, "OFDM vs. single-carrier transmission for 100 Gbps optical communication,"J. Lightwave Tech., vol. 28, pp. 2537–2551, September 1 2010.

[4] A. Barbieri, D. Fertonani, and G. Colavolpe, "Time-frequency packing for linear modulations: spectral efficiency and practical detection schemes," IEEE Trans. Commun., vol. 57, pp. 2951–2959, Oct. 2009.

[5] G. Colavolpe, T. Foggi, A. Modenini, and A. Piemontese, "Faster-than-Nyquist and beyond: how to improve spectral efficiency by accepting interference," Opt. Express, vol. 19, pp. 26600–26609, December 2011.

[6] L. Potí, G. Meloni, G. Berrettini, F. Fresi, M. Secondini, T. Foggi, G. Colavolpe, E. Forestieri, A. D'Errico, F. Cavaliere, R. Sabella, and G. Prati, "Casting 1 Tb/s DP-QPSK communi-

cation into 200 GHz bandwidth," in Proc. European Conf. on Optical Commun. (ECOC'12), September 19-23, 2012.

[7] N. Sambo, G. Meloni, F. Paolucci, F. Cugini, M. Secondini, F. Fresi, L. Poti, and P. Castoldi,"Programmable transponder, code and differentiated filter configuration in elastic optical networks," J. Lightwave Tech., vol. 32, pp. 2079–2086, June 2014.

[8] G. Colavolpe and T. Foggi, "Time-frequency packing for high capacitycoherent optical links," IEEE Trans. Commun., vol. 62, pp. 2986–2995,Aug 2014.

[9] J. E. Mazo, "Faster-than-Nyquist signaling," Bell System Tech. J., vol. 54,pp. 1450–1462, Oct. 1975.

[10] N. Merhav, G. Kaplan, A. Lapidoth, and S. S. Shitz, "On information rates for mismatched decoders," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 40, pp. 1953–1967, Nov. 1994.

[11] S. ten Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, "Design of low-density parity-check codes for modulation and detection," IEEE Trans. Commun.,vol. 52, pp. 670–678, Apr. 2004.

[12] G. Colavolpe, T. Foggi, E. Forestieri, and G. Prati, "Robust multilevel coherent optical systems with linear processing at the receiver," J. Lightwave Technol., vol. 27, pp. 2357–2369, July 2009.

[13] U. Mengali and M. Morelli, "Data-aided frequency estimation for burst digital transmission," IEEE Trans. Commun., vol. 45, pp. 23–25, January 1997.

[14] G. Ungerboeck,"Adaptive maximum-likelihood receiver for carriermodulated data-transmission systems," IEEE Trans. Commun., vol. 22, pp. 624–636, May 1974.

[15] G. Colavolpe and A. Barbieri,"On MAP symbol detection for ISI channels using the Ungerboeck observation model," IEEE Commun. Letters, pp. 720–722, August 2005.

[16] R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and R. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 20, pp. 284–284, Mar. 1974.

[17] S. ten Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, "Design of low-density parity-check codes for modulation and detection," IEEE Trans. Commun.,vol. 52, pp. 670–678, Apr. 2004.

Marco Secondini
marco.secondini@sssup.it

Marco Secondini ha conseguito il dottorato di ricerca presso la Scuola Superiore Sant'Anna di Pisa nel 2006, dove è attualmente ricercatore. Si occupa di sistemi di comunicazione in fibra ottica ed è coordinatore nazionale del progetto FIRB "Coherent Terabit Optical Networks".

Tommaso Foggi

Francesco Fresi

Gianluca Meloni

Antonia Mastropaolo

Fabio Cavaliere

Giulio Colavolpe

Enrico Forestieri

Luca Potì

Roberto Sabella

Giancarlo Prati