



# SISTEMI DI MEMORIZZAZIONE: TECNICHE DI TRASMISSIONE NEI MODERNI HARD-DISK

Riccardo Pighi  
PhD. Student in Information Technology

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione  
Università degli Studi di Parma

Corso di Sistemi di Telecomunicazioni, a.a. 2002/2003  
Parma, Martedì 27 Maggio 2003



## SOMMARIO

- Confronto tra un sistema di trasmissione ed un sistema di memorizzazione
- La struttura dell'elaborazione dei segnali nei moderni hard-disk
- La soluzione di punta nel mercato (PRML-NPML)
- Problemi aperti e possibili soluzioni

## LE ANALOGIE E LE DIFFERENZE

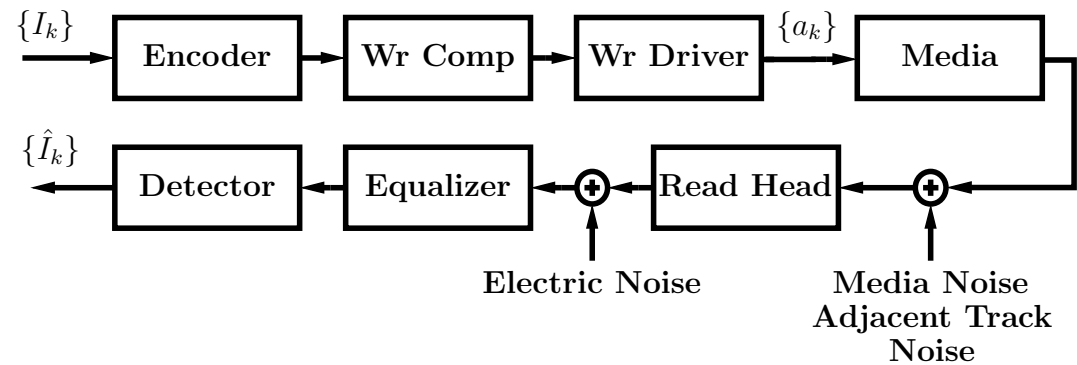


Figure 1: Modello semplificato di un sistema di memorizzazione.

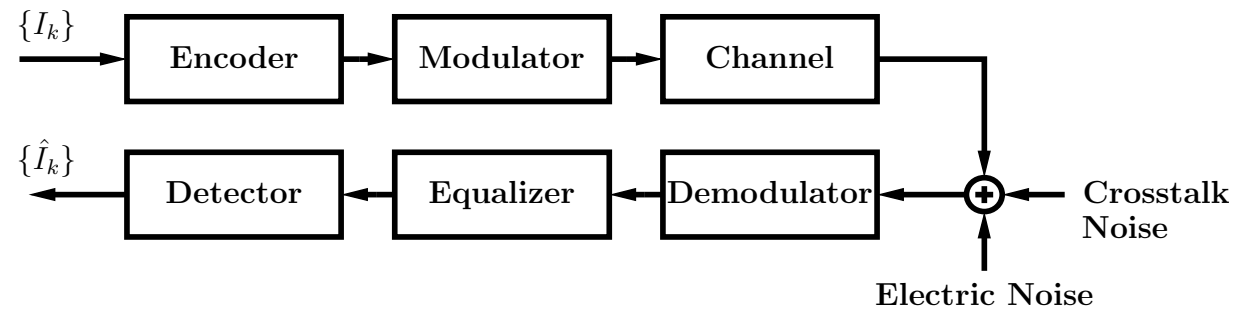
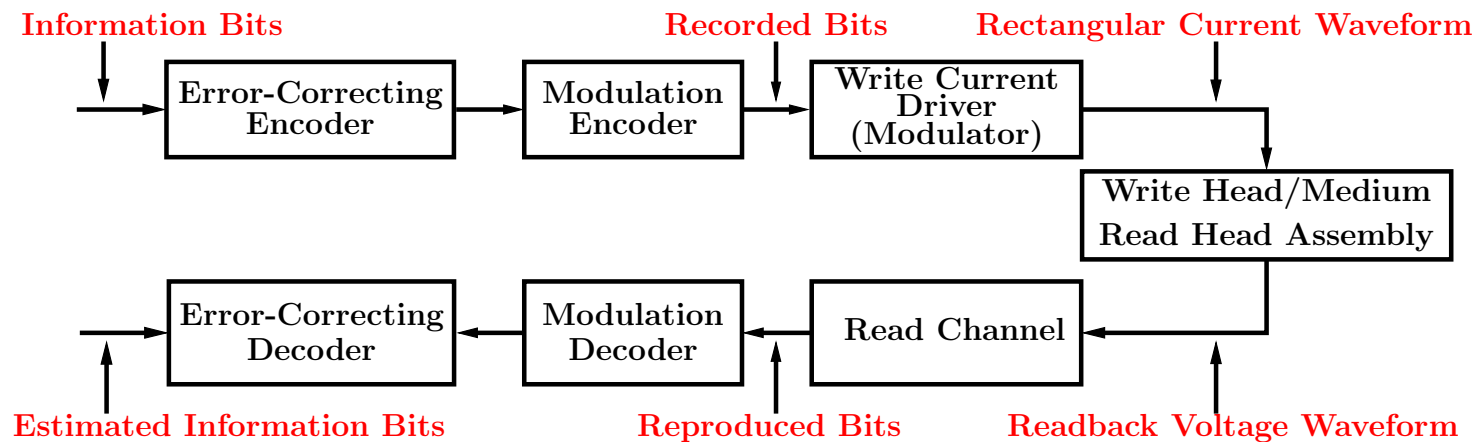


Figure 2: Modello semplificato di un sistema di trasmissione.

## SCHEMA GENERALE DI UN SISTEMA DI MEMORIZZAZIONE



- Codifica dell'informazione: soluzione concatenata;
- Codici di linea (modulation codes): "adattano" la sequenza di informazione al canale;
- Modulazione lineare di ampiezza PAM (registrazione per saturazione).

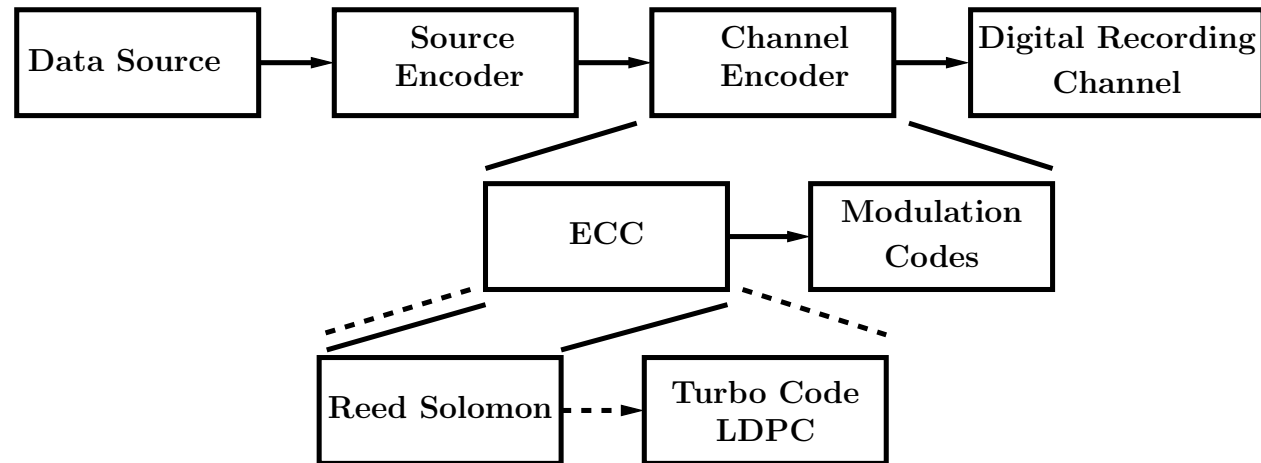


## LA SCRITTURA: CODIFICA DELL'INFORMAZIONE

Come in molti sistemi di comunicazione, nei moderni hard-disk si adotta una soluzione concatenata per la codifica di canale.

- **Codifica di sorgente** : riduce la ridondanza nella sequenza di informazione;
- **Codifica di canale** :
  - Codice esterno a correzione di errore: rimuove gli eventuali errori presenti dopo la rivelazione e la decodifica;
  - Codice interno (modulation code): serve per adattare il segnale da registrare al canale fisico e alle tecniche di elaborazione del segnale utilizzate nella rivelazione di sequenza.

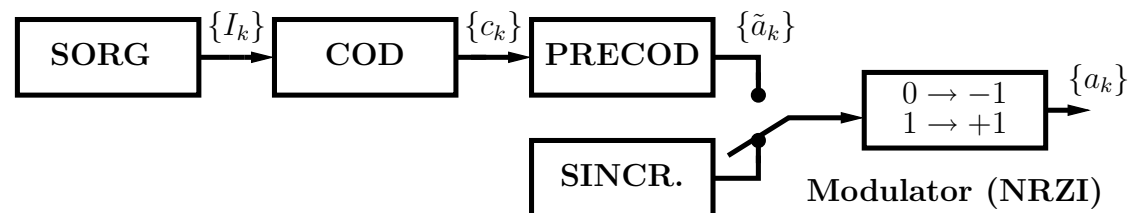
## LA SCRITTURA: CODIFICA CONCATENATA (1)



- I dati sono organizzati in settori da **512 bytes** e inviati al codificatore di Reed-Solomon;
- Il codice RS opera su simboli ad 8 bit (byte);
- Il codice RS può correggere fino a  $t = 5$  bytes per ciascuna parola di codice. Nello specifico, un settore di 512 bytes è codificato in  $I = 3$  parole di codice RS, interlacciate tra loro con una profondità di 3 bytes ed infine mandate al codificatore di linea.

## LA SCRITTURA: CODIFICA CONCATENATA (2)

- Il “codice di linea” (modulation code) è un codice ad elevato tasso che impone dei VINCOLI sulla sequenza da inviare sul canale per facilitare il recupero (e il mantenimento) del sincronismo, per facilitare il controllo del guadagno presente nel front-end del ricevitore e per eliminare la propagazione catastrofica dell'errore;
- I codici convenzionali di linea generalmente implementano un **precoder** del tipo  $1/(1 \oplus D)$  o  $1/(1 \oplus D^2)$ ;
- All'inizio della sequenza codificata da inviare sul canale si aggiunge una sequenza, nota al ricevitore, per il training di sincronizzazione e di equalizzazione.



## LA SCRITTURA: CODIFICA VINCOLATA RLL (3)

- RLL: Run-Lenght-Limited code;
- Presentano restrizioni sul numero di consecutivi 1 o 0 nella sequenza codificata;
- Sono descritti da due parametri  $(d, k)$ :
  - $d$  : indica il numero minimo di zeri tra due uni nella sequenza codificata;
  - $k$  : indica il massimo numero di zeri permessi tra due uni.
- Imponendo un limite superiore a  $k$  le transizioni avvengono abbastanza frequentemente da permettere il mantenimento del sincronismo.

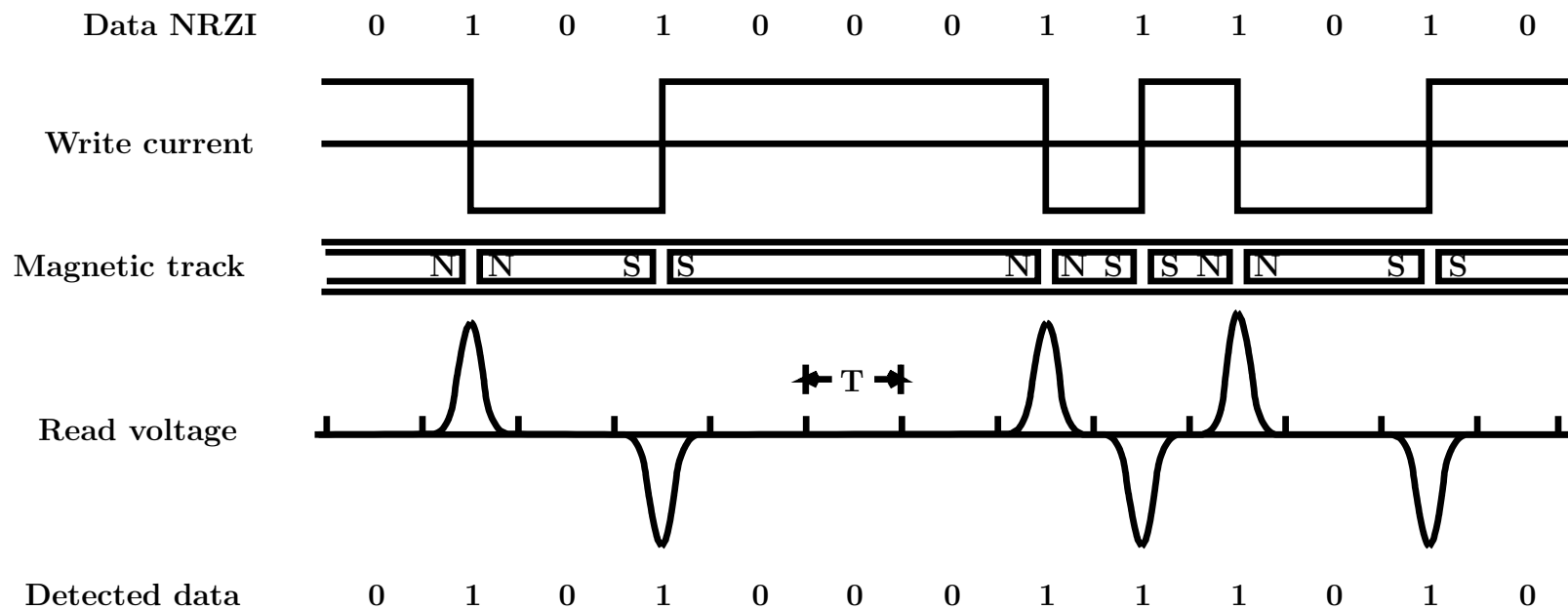
**CODICI MTR** (Maximum Transition Run, 1996): eliminano le sequenze critiche che causano, statisticamente, il maggiore numero di errori nelle stringhe di bit decisi dai decodificatori.

**CODICI MSN** (Matched Spectral Null, 2001): la costruzione del codice viene fatta in funzione delle caratteristiche spettrali del canale.





## LA SCRITTURA: UN ESEMPIO (4)



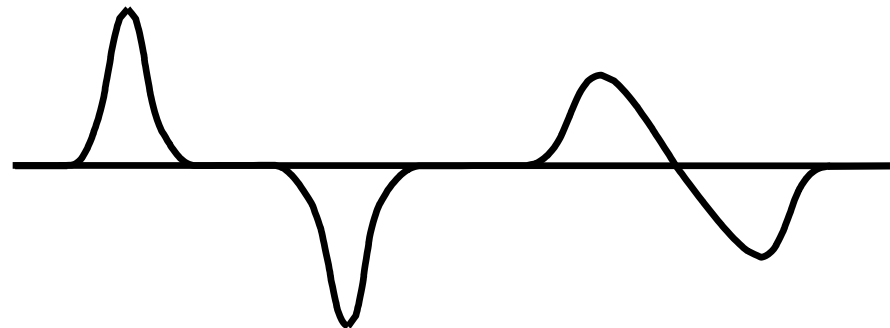
## LA SCRITTURA: UN ESEMPIO (5)

- Riducendo la distanza tra le transizioni, cioè impacchettando più fittamente l'informazione, ottengo capacità di memorizzazione più elevate. Effetto negativo: **elevata ISI**.

Magnetic track



Read voltage

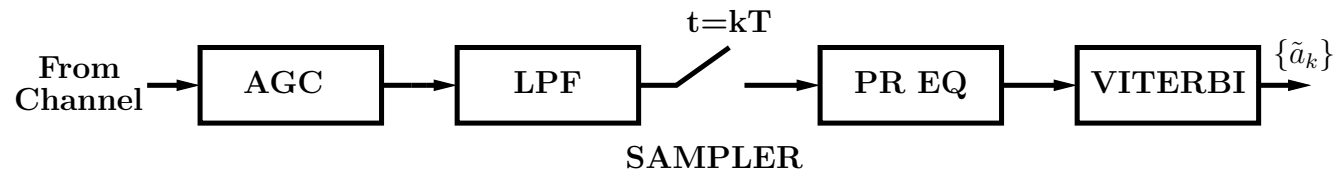




## I TRASDUTTORI DELL'INFORMAZIONE: LE TESTINE

- **Testine MI** (Magneto Inductive): singolo elemento induttivo in cui gli impulsi di corrente creano un campo magnetico che, concatenandosi con la superficie del mezzo, lascia una magnetizzazione residua. Si hanno due direzioni, ciascuna per il bit di informazione da memorizzare. In lettura convertono le variazioni di flusso in una differenza di potenziale alla loro uscita;
- **Testine MR** (Magneto Resistive, 1991): in lettura rispondono al flusso di campo magnetico proveniente dalla superficie del mezzo magnetizzato (**15 Gb/in<sup>2</sup>**);
- **Testine GMR** (Giant Magneto Resistive, 1998): limite stimato a **100 Gb/in<sup>2</sup>**;
- **Testine EMR** (Extraordinary Magneto Resistive, 2003, IEEE Spectrum): cambiano la loro resistenza per il flusso di corrente presente in alcuni materiali ibridi non magnetici quando questi materiali sono soggetti a campi magnetici. Permetteranno HD con capacità superiori ai **Tb/in<sup>2</sup>** ( $\geq 100$  film in 3.5 !!).

## LA LETTURA: ASPETTI SISTEMISTICI



- AGC (Automatic Gain Control): compensa le possibili perdite del segnale per attenuazione;
- LPF (Low Pass Filter): limita la potenza di rumore termico sulla banda del segnale;
- SAMPLER: campionatore a frequenza di simbolo controllato da un circuito di timing;
- PARTIAL RESPONSE EQUALIZER: equalizzatore **a risposta parziale**;
- VITERBI DECODER: decodificatore di Viterbi che realizza la rivelazione di sequenza a massima verosimiglianza.

## LA LETTURA: CENNI ANALITICI

Il segnale di scrittura è

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k p(t - kT) \quad \{a_k\} \in \{-1, 1\}$$

Il segnale letto subisce una derivazione ed un filtraggio passa-basso da parte della testina di lettura, quindi

$$v(t) = \frac{dI(t)}{dt} * h(t) + n(t)$$

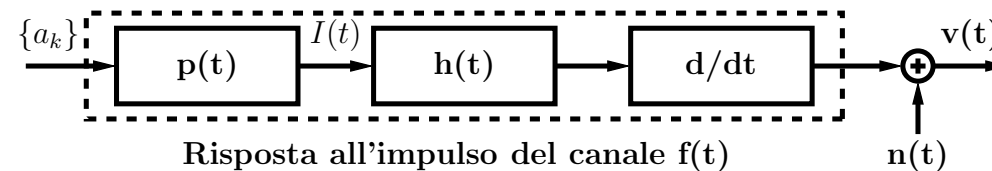
Poichè

$$\frac{dI(t)}{dt} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k [\delta(t - kT) - \delta(t - kT - T)]$$

abbiamo

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k [h(t - kT) - h(t - kT - T)] + n(t)$$

## LA LETTURA: CENNI ANALITICI (1)



L'impulso  $h(t)$  caratterizza il sistema di comunicazione ed è legato ai parametri fisici delle testine e del supporto magnetico. Nel canale magnetico la risposta ad una transizione viene modellata tramite una funzione lorentziana

$$h(t) = \frac{1}{1 + (2t/PW_{50})^2}$$

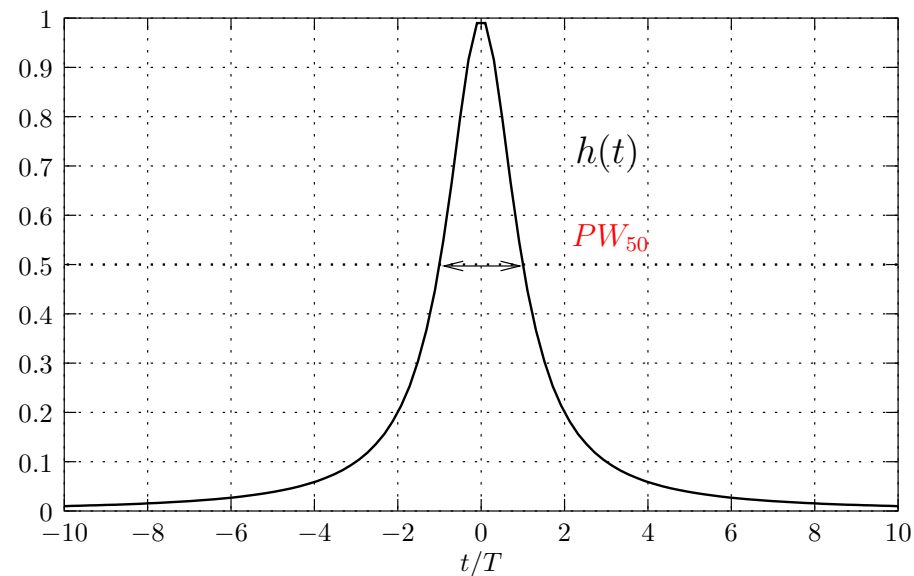
mentre la risposta ad un impulso come

$$f(t) = h(t) - h(t - T) .$$

Si definisce il parametro  $D$  come densità di magnetizzazione

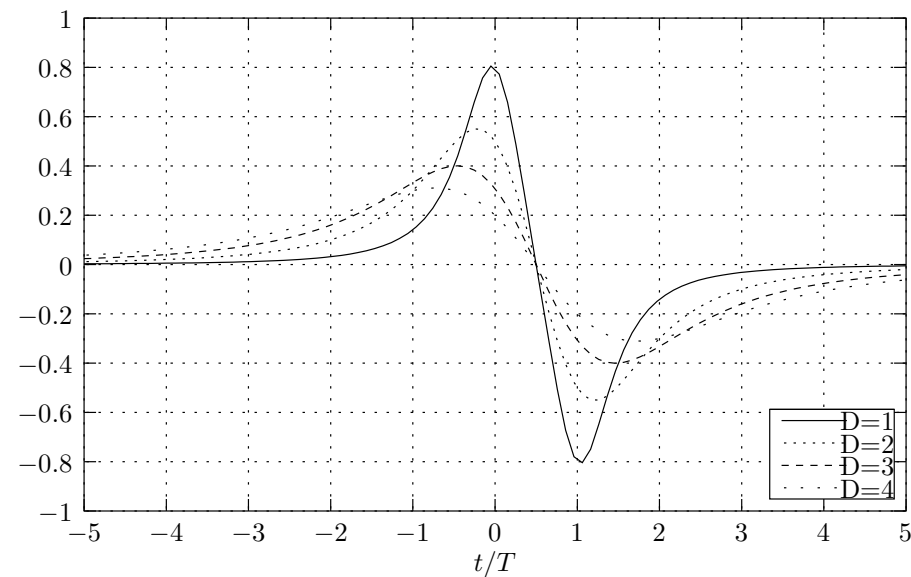
$$D = \frac{PW_{50}}{T}$$

## LA LETTURA: CENNI ANALITICI (2)



- Andamento nel tempo dell'impulso lorentziano  $h(t)$ . L'impulso è ad ampiezza unitaria e la larghezza a metà altezza è pari a due intervalli di campionamento  $T$ .
- Durata dell'impulso letto tale da generare ISI.

## LA LETTURA: CENNI ANALITICI (3)

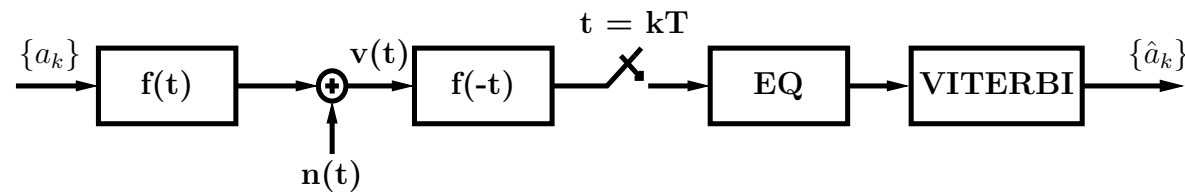


- Risposta all'impulso del canale magnetico  $f(t)$  in funzione della densità  $D$ .
- Ad elevate densità gli impulsi possono cancellarsi: si parla di ERASURE.



## LA RICEZIONE E LA RIVELAZIONE

Schema di riferimento per la strategia di rivelazione a massima verosimiglianza a risposta parziale PRML.

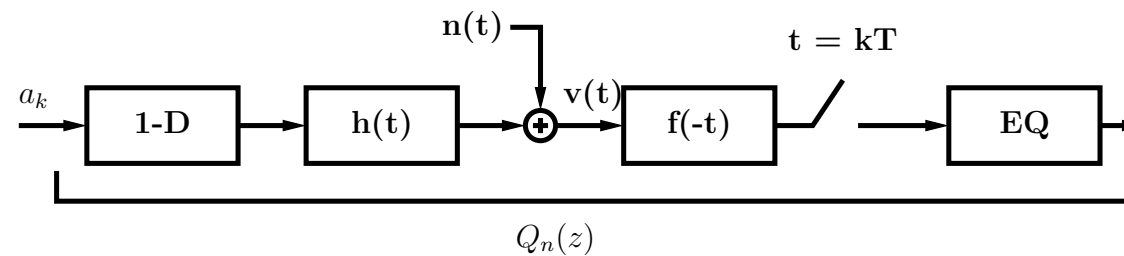


- Il filtro  $f(-t)$  costituisce il *filtro di ricezione* mentre il filtro con risposta all'impulso  $f(t)$  costituisce il filtro sagomatore o *filtro di trasmissione*.
- I campioni così ottenuti vengono posti all'ingresso di un *equalizzatore lineare a risposta parziale*, il cui compito è quello di forzare la funzione di trasferimento della cascata dei filtri di trasmissione e di ricezione ad essere quella relativa ad un polinomio del tipo

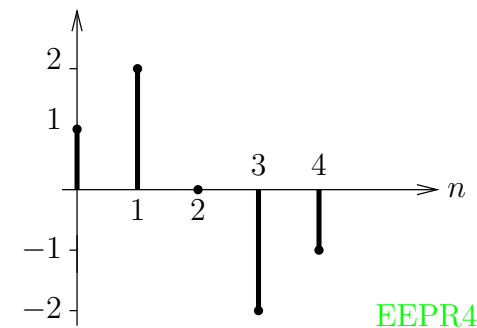
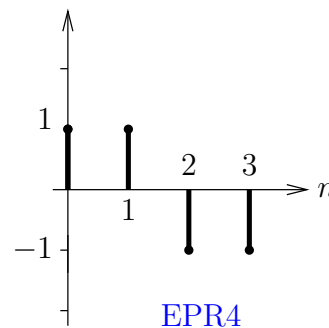
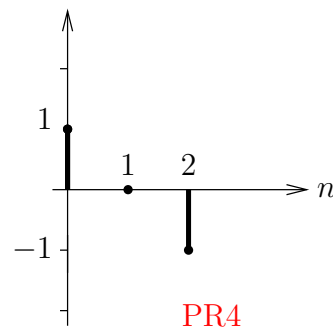
$$Q_n(z) = (1 - z^{-1})(1 + z^{-1})^n$$

# I POLINOMI OBIETTIVO: SISTEMI A RISPOSTA PARZIALE

Schema a blocchi per il canale magnetico con blocco di equalizzazione.



I polinomi obiettivo:



## L'EQUALIZZATORE A RISPOSTA PARZIALE

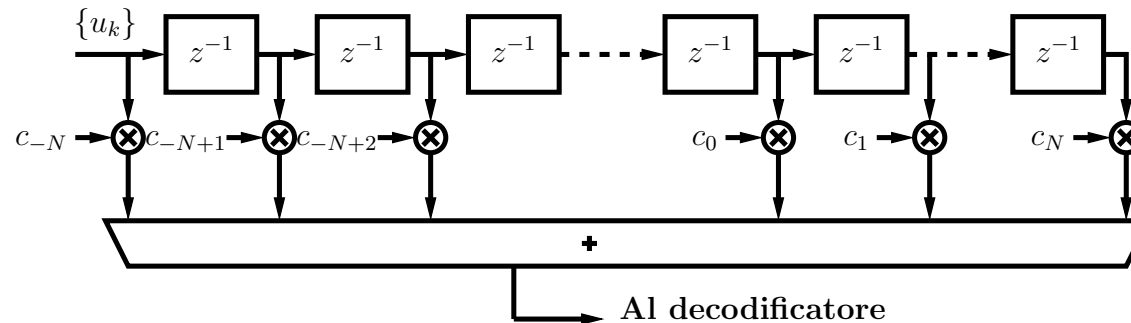


Figure 3: Equalizzatore lineare a coefficienti variabili con  $2N + 1$  prese.

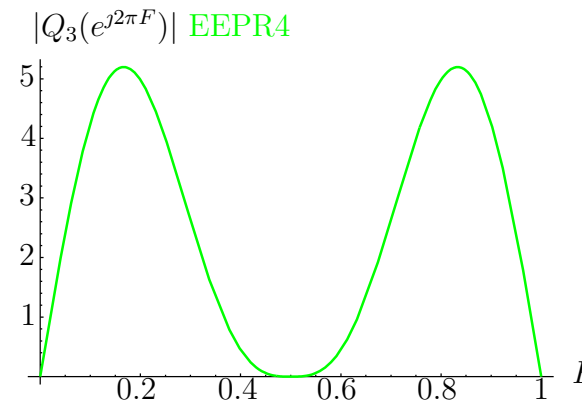
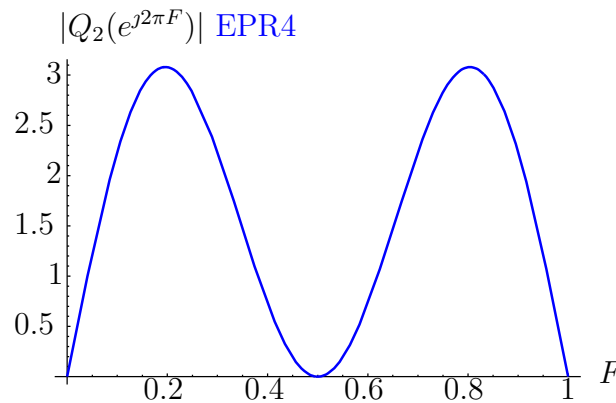
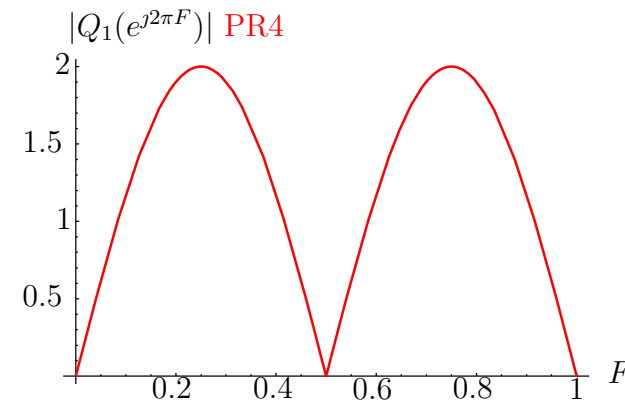
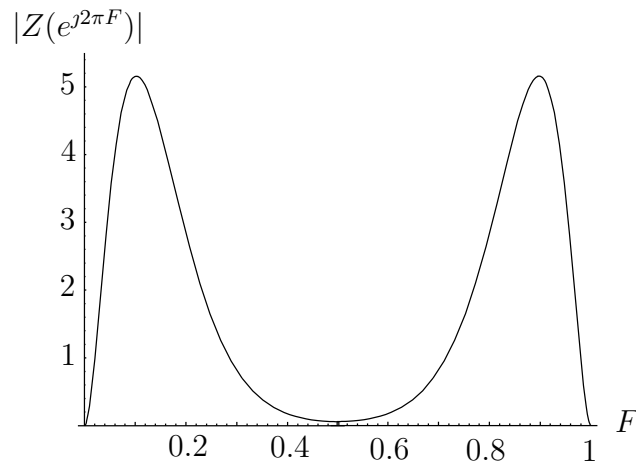
- I pesi delle prese dell'equalizzatore vengono scelti in maniera adattativa;
- Il compito dell'equalizzatore non è di rimuovere completamente i termini di ISI dall'osservabile, ma di lasciarne una quantità controllata.

**Effetto negativo:** il rumore termico risulta colorato ed amplificato !

**Domanda:** perchè si è scelto come risposte all'impulso obiettivo quelle date da polinomi a risposta parziale ?

## L'EQUALIZZATORE A RISPOSTA PARZIALE (1)

- I polinomi obiettivo hanno caratteristiche spettrali che ben si adattano a quelle del canale magnetico;





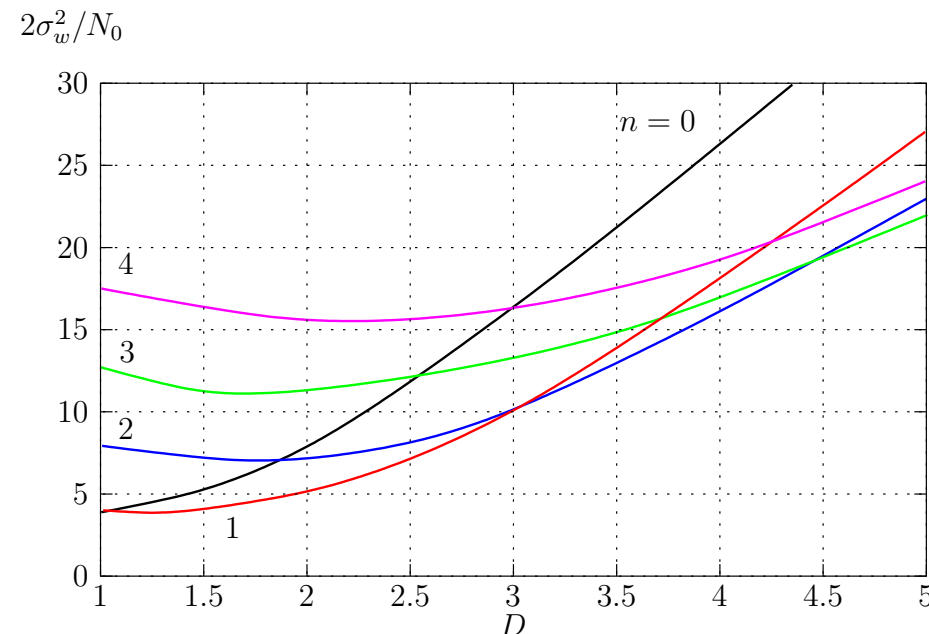
## L'EQUALIZZATORE A RISPOSTA PARZIALE (2)

- Si dimostra che, a parità di ISI, questi polinomi garantiscono un'amplificazione del rumore minore rispetto ad altri;
- All'uscita dell'equalizzatore, presentano un numero limitato di livelli distinti più basso di quello che si potrebbe ottenere con altri tipi di funzione obiettivo con lo stesso numero di termini di ISI;
- I livelli della sequenza numerica sono numeri interi, quindi si riduce significativamente il numero di moltiplicatori richiesti nella realizzazione dell'algoritmo di Viterbi.

**Domanda:** come avviene la scelta del polinomio obiettivo ?

## L'EQUALIZZATORE A RISPOSTA PARZIALE (3)

- Al variare della densità  $D$  esistono delle risposte obiettivo ottime. Il grafico mostra la potenza di rumore termico normalizzata, espressa in dB, all'uscita dell'equalizzatore in funzione della densità lineare  $D$ .





## LA SOLUZIONE DI MERCATO

L'algoritmo di Viterbi lavora su una sequenza di campioni di segnale utile affetta da rumore termico colorato. Attraverso la predizione lineare è possibile sbiancare il rumore. Si parla di rivelazione di sequenza a risposta parziale con predizione lineare sul rumore termico (NPML, Noise Predictive Maximum-Likelihood sequence detection).

**Predizione lineare:** data una sequenza di dati, correlati tra loro, è possibile prevedere il valore che un processo stocastico assume in un determinato istante, nota una sequenza di realizzazioni precedenti, di lunghezza opportuna, di tale processo (PREDIZIONE) o di un processo ad esso correlato (STIMA).

## LA STIMA LINEARE

Data una sequenza di variabili casuali  $u_0, \dots, u_n$ , la stima di una variabile casuale  $x$  sulla base delle realizzazioni di  $u_0, u_1, \dots, u_n$  è esprimibile mediante una funzione  $\hat{x} = g(u_0, u_1, \dots, u_n)$ . Scegliendo come criterio di ottimalità l'errore quadratico medio di stima, cioè la minimizzazione di

$$E\{[x - g(u_0, u_1, \dots, u_n)]^2\}$$

la soluzione di tale problema si ottiene condizionando l'errore quadratico medio alla sequenza  $u_0, u_1, \dots, u_n$ , cioè

$$E\{[x - g(u_0, u_1, \dots, u_n)]^2\} = E\{E\{[x - g(u_0, u_1, \dots, u_n)]^2 | u_0, u_1, \dots, u_n\}\}$$

Necessariamente il minimo dell'errore quadratico medio si ha quando l'errore quadratico medio condizionato

$$\begin{aligned} E\{[x - g(u_0, u_1, \dots, u_n)]^2 | u_0, u_1, \dots, u_n\} &= \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} [x - g(u_0, u_1, \dots, u_n)]^2 f_x(x | u_0, u_1, \dots, u_n) dx \end{aligned}$$

è minimo per qualunque sequenza  $\{u_0, u_1, \dots, u_n\}$ .



## LA STIMA LINEARE (1)

- Lo stimatore ottimo risulta essere la media condizionata.

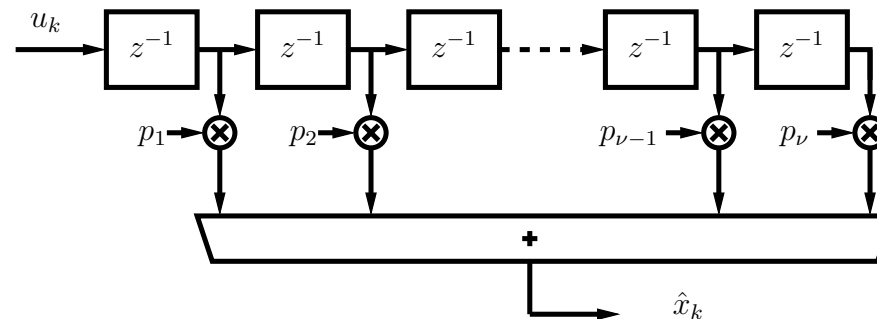
$$g(u_0, u_1, \dots, u_n) = E\{x|u_0, u_1, \dots, u_n\}$$

La dipendenza della stima  $g(u_0, u_1, \dots, u_n)$  dall'osservazione  $u_0, u_1, \dots, u_n$  non è in generale lineare ed il problema della sua determinazione, cioè della funzione  $g(u_0, u_1, \dots, u_n)$ , può risultare complesso.

- Un problema di più semplice soluzione si ottiene imponendo il vincolo che la dipendenza di  $g(u_0, u_1, \dots, u_n)$  da  $u_0, u_1, \dots, u_n$  sia lineare. La stima lineare *omogenea* coincide con la stima ai minimi quadrati quando le variabili casuali sono gaussiane e a media nulla e la quantità da stimare è a media nulla.

## LA STIMA LINEARE (2)

- La predizione operata sul rumore termico nei moderni hard-disk è lineare nell'osservabile. Tale operazione è realizzata da un filtro IIR (Infinite Impulse Response) o FIR (Finite Impulse Response)



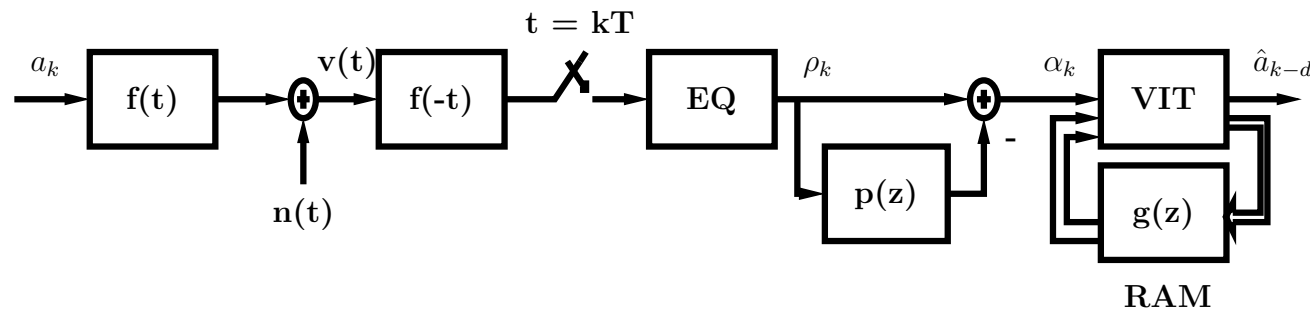
- Il campione di rumore stimato  $\hat{x}_k$  risulta essere

$$\hat{x}_k = \sum_{i=1}^{\nu} p_i u_{k-i} = p_1 u_{k-1} + p_2 u_{k-2} + \cdots + p_{\nu} u_{k-\nu}.$$

dove  $\nu$  è l'ordine di predizione. I coefficienti di predizione  $\{p_i\}$  possono essere precalcolati e memorizzati in una Look-Up Table (RAM). Al crescere di  $\nu$  la predizione migliora ma cresce la complessità nel ricevitore.

## L'ELABORAZIONE DEI SEGNALI DEL RICEVITORE

- Struttura di un ricevitore con equalizzazione a risposta parziale e predizione lineare sul rumore termico (NPML) basato su una memoria RAM.



$$\begin{aligned}
 g(z) &= (1 - g_1 z^{-1} - \dots - g_{\nu+2} z^{-(\nu+2)}) \\
 &= (1 - z^{-2})[1 - p(z)] \\
 &= Q_n(z)[1 - p(z)]
 \end{aligned}$$



## PROBLEMI APERTI ... E POSSIBILI SOLUZIONI

- Il canale magnetico, ad elevate densità  $D$ , risulta essere non lineare. Si parla di **distorsione non lineare** → predistorcere il segnale (come nei satelliti) o sovracampionare ?
- L'interazione magnetica tra le zone magnetizzate genera un rumore moltiplicativo rispetto alla sequenza di informazione da memorizzare e dipendente dalla stessa. Si parla di **media noise** (o rumore del mezzo) → predizione lineare anche sul rumore del mezzo ?
- Interferenza tra tracce adiacenti: si parla di **adjacent track noise** → codici opportuni ?

## CD-ROM E DVD: ALCUNI CENNI...

- I moderni cd-rom e dvd implementano una struttura di elaborazione dell'informazione del tutto simile a quella presente negli hard-disk;
- Abbiamo ancora una codifica concatenata, con un codice RS e "codici di linea";
- L'equalizzatore a risposta parziale lavora con polinomi del tipo  $Q_n(z) = (1 + D)^n$ .
- La decodifica è ancora demandata ad un processore di Viterbi, con metriche modificate per la predizione lineare;
- Abbiamo anche effetti non lineari e rumore del mezzo come nel canale magnetico.

Una possibile lettura: IEEE Signal Processing Magazine, Luglio 1998.



## BIBLIOGRAFIA

1. R. D. Cideciyan, F. Dolivo, R. Hermann, W. Hirt, W. Schott, “A PRML system for digital magnetic recording”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 38-56, Jan. 1992.
2. H. Thapar, A. M. Patel, “A class of partial response systems for increasing storage density in magnetic recording”, *IEEE Trans. Magnet.*, vol. 23, no. 5, Sept. 1987.
3. P. H. Siegel, J. K. Wolf, “Modulation and coding for information storage”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 29, no. 12, pp. 68-86, Dec. 1991.
4. K. A. S. Immink, P. H. Siegel, J. K. Wolf, “Codes for digital recorders”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2260-2299, Oct. 1998.
5. J. Moon, B. Brickner, “Maximum transition run codes for data storage systems”, presented at the International Magnetism Conference, Seattle, Washington, Apr. 1996.

## BIBLIOGRAFIA (1)

6. J. M. Cioffi, W. L. Abbott, H. T. Thapar, “Adaptive equalization in magnetic-disk storage channels”, *IEEE Commun. Mag.*, pp. 14-29, Feb. 1990.
7. D. J. Tyner, J. G. Proakis, “Partial response equalizer performance in digital magnetic recording channels”, *IEEE Trans. Magnet.*, vol. 29, no. 6, pp. 4194-4208, Nov. 1993.
8. E. Eleftheriou, W. Hirt, “Noise-predictive maximum likelihood (NPML) detection”, *IEEE Trans. Magnet.*, vol. 34, no. 1, pp. 110-116, Jan. 1998.
9. E. Eleftheriou, R. D. Cideciyan, J. D. Coker, R. Galbraith, “Noise-predictive maximum likelihood detection combined with parity-based post-processing”, *IEEE Trans. Magnet.*, vol. 37, no. 2, pp. 714-720, Mar. 2001.