MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA TUTELA DELLA PROPRIETA' INDUSTRIALE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

UIBM

DOMANDA NUMERO	**101997900601029**
Data Deposito	**03/06/1997**
Data Pubblicazione	**03/12/1998**

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	B		

Titolo

RICEVITORE A STIMA DI SEQUENZA A MASSIMA VEROSIMIGLIANZA PER LA RICEZIONE DI DATI SERIALI TRASMESSI SU CANALI DI COMUNICAZIONE COMPRENDENTI UNA NON LINEARITA' POLINOMIALE

Italtel spa
Il mandatario
Ugo Gigantini

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale a nome:

Italtel spa, Piazzale Zavattari n. 12, 20149 MILANO.

DESCRIZIONE

La presente invenzione si riferisce al campo della trasmissione di segnali radio modulati digitalmente e più precisamente ad un metodo per la realizzazione numerica di un ricevitore a stima di sequenza a massima verosimiglianza per sequenze di dati trasmesse su canali di comunicazione comprendenti una non linearità polinomiale.

La presenza di distorsioni nel segnale emesso da un apparato di trasmissione radio è un fatto molto comune, sia nei sistemi di comunicazione via satellite sia nei sistemi in ponte radio terrestre, laddove, per utilizzare un amplificatore di trasmissione in maniera efficiente, si desideri farlo operare in prossimità della zona di saturazione del guadagno, sfruttando cioè al massimo la dinamica della sua caratteristica ingresso-uscita.

Essendo di norma un sistema di comunicazione progettato sulla base di un modello lineare dei segnali e dei dispositivi impiegati, le prestazioni che se ne ricavano sono tanto peggiori di quelle teoricamente previste quanto più la caratteristica di guadagno dell'amplificatore di trasmissione, nella zona di lavoro, si discosta da una retta.

Per migliorare le suddette prestazioni sono generalmente adottati due differenti accorgimenti tecnici, tra loro alternativi, ma accomunati dal fatto che "agiscono" sul dispositivo di amplificazione. Un primo di essi consiste nel limitare la potenza massima di uscita dell'amplificatore di trasmissione, facendo per questo lavorare il dispositivo di amplificazione in un tratto sufficientemente lineare della caratteristica di guadagno. Si dice in tal caso che l'amplificatore lavora in condizioni di back-off, ovvero con il guadagno spinto fin verso l'inizio della saturazione. In queste condizioni si accetta un certo grado di distorsione come se essa fosse una sorta di

Italtel spa
Dario Giuatini

rumore aggiuntivo, che degrada le prestazioni, senza però inficiare il modello lineare sul quale il progetto del sistema è basato.

Un secondo di detti accorgimenti tecnici consiste nell'introdurre un circuito predistorcitore di segnale a monte dell'amplificatore di trasmissione, di modo che il circuito complessivo costituito da predistorcitore e amplificatore abbia un comportamento il più possibile lineare.

Un terzo accorgimento noto, che si distingue dai due precedenti per il fatto di non "agire" sul dispositivo di amplificazione, consiste nel fatto di utilizzare un ricevitore in grado di estrarre dal segnale ricevuto tutta l'informazione che esso convoglia, compresa quella introdotta dalle distorsioni AM/AM e AM/PM dell'amplificatore di trasmissione.

L'invenzione oggetto della presente domanda si ispira appunto a questa "terza filosofia", come anche si ispirano alcuni ricevitori noti che verranno illustrati dopo l'introduzione di alcune considerazioni teoriche generali a riguardo della materia trattata, utili ai fini della comprensione delle problematiche relative sia all'arte nota che all'invenzione.

In fig.1 è mostrato un modello equivalente in banda base di un generico sistema numerico di comunicazione. Con riferimento alla fig.1, in cui gli inviluppi complessi di alcuni segnali sono indicati con il simbolo ~, si nota un trasmettitore TRAS connesso ad un ricevitore RIC per il tramite di un mezzo trasmissivo MTRAS, che nel caso di comunicazione radio è lo spazio libero, mentre nel caso di trasmissione su portante fisico può essere il cavo coassiale o la fibra ottica. All'ingresso del trasmettitore TRAS giungono, con cadenza 1/T, dei simboli digitali costituenti una sequenza $\{a_k\}$. I suddetti simboli, ottenuti da una stringa ininterrotta di bit generati indifferentemente da fonia o dati, appartengono ad un alfabeto di M elementi e risultano statisticamente indipendenti l'uno dall'altro.

I simboli $\{a_k\}$ sotto forma di impulsi modulati in ampiezza, o QAM, (Quadrature Amplitude Modulation) vengono filtrati da un filtro sagomatore d'impulso di trasmissione FTRAS, avente comportamento lineare. All'uscita del filtro FTRAS è presente un segnale di trasmissione $\tilde{x}(t)$ avente la seguente espressione:

$$\tilde{x}(t) = \sum_n a_n p(t - nT) \qquad (1)$$

in cui p(t) è l'impulso complessivo conseguente al filtraggio FTRAS. Il segnale $\tilde{x}(t)$ raggiunge l'ingresso di un amplificatore di trasmissione AMPTR che sui picchi di potenza del segnale d'ingresso lavora in una zona di non linearità del guadagno. Assumeremo, come illustrato nell'articolo di S.Benedetto, E.Biglieri e R.Daffara, intitolato: "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links - a Volterra series approach", pubblicato su IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, luglio 1979, che la relazione fra i segnali all'ingresso e all'uscita di una non linearità polinomiale, che per semplicità di notazione supporremo approssimabile mediante un polinomio cubico, abbia la seguente espressione nota:

$$\tilde{y}(t) = \gamma_1 \tilde{x}(t) + \frac{3}{4}\gamma_3 \tilde{x}(t)|\tilde{x}(t)|^2 \qquad (2)$$

dove $\tilde{y}(t)$ è il segnale amplificato non linearmente, trasmesso sul mezzo trasmissivo MTRAS, e γ_1, γ_3 sono costanti complesse ricavabili matematicamente, come sarà visto in seguito, una volta note le curve di distorsione AM/AM e AM/PM che caratterizzano la non linearità. Rimane inteso che è comunque sempre possibile estendere la rappresentazione polinomiale della non linearità a termini di ordine superiore al terzo; di conseguenza la (2) e le relazioni che si stabiliranno in seguito, benchè arrestate a termini di terzo ordine, per convenienza di notazione, sono estendibili in modo concettualmente ovvio fino all'ordine n, con n > 3. Le premesse teoriche che portano alla (2) consistono nell'avere adottato una rappresentazione analitica della non

linearità in banda passante comprendente, a valle dell'amplificatore AMPTR, un filtro di zona, non visibile in figura, che elimina dallo spettro a larga banda del segnale modulato tutti i lobi di modulazione attorno alle varie armoniche della portante.

Il comportamento del mezzo trasmissivo MTRAS è supposto lineare con funzione di trasferimento e relativa risposta all'impulso h(t) note. Sul canale è presente un segnale n(t) rappresentativo del rumore termico trasferito in banda base supposto additivo bianco e gaussiano (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) con densità spettrale di potenza $\frac{N_0}{2}$. Tale rumore viene addizionato al segnale in uscita dal mezzo trasmissivo MTRAS. Il segnale complessivo raggiunge il ricevitore RIC, dove viene demodulato e filtrato da un filtro di ricezione FRIC dando luogo al segnale z(t). La particolare risposta all'impulso r(t) del filtro FRIC e la struttura di un successivo blocco MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimator) che stima a massima verosimiglianza la sequenza di simboli trasmessa, verranno definite con riferimento rispettivamente all'arte nota e all'invenzione in oggetto. In entrambi i casi la cascata dei due blocchi MTRAS e FRIC ha comportamento lineare e risposta impulsiva:

$$h'(t) \triangleq h(t) * r(t) \tag{3}$$

dove * è il simbolo di convoluzione.

All'uscita del filtro di ricezione FRIC è presente il segnale:

$$z(t) = \tilde{y}(t) * h'(t) + w(t) \tag{4}$$

dove:

$$w(t) \triangleq n(t) * r(t) \tag{5}$$

Il segnale in uscita dal filtro di ricezione FRIC è quindi:

$$z(t) = \gamma_1 \sum_n a_n \int h'(t-\tau) p(\tau - nT) d\tau + \\ + \frac{3}{4} \gamma_3 \sum_i \sum_j \sum_l a_i a_j a_l^* \int h'(t-\tau) p(\tau - iT) p(\tau - jT) p^*(\tau - lT) d\tau + \\ + w(t) \qquad (6)$$

dove gli integrali devono intendersi estesi sull'intero asse reale (cioè da $-\infty$ a $+\infty$).

Ponendo:

$$f(t) \triangleq \int h'(\tau) p(t-\tau) d\tau \qquad (7)$$

$$\rho(t_1, t_2, t_3) \triangleq \int h'(\tau) p(t_1 - \tau) p(t_2 - \tau) p^*(t_3 - \tau) d\tau \qquad (8)$$

possiamo esprimere il segnale z(t) nella forma:

$$z(t) = \gamma_1 \sum_n a_n f(t - nT) + \frac{3}{4} \gamma_3 \sum_i \sum_j \sum_l a_i a_j a_l^* \rho(t - iT, t - jT, t - lT) + w(t) \qquad (9)$$

Questa espressione dell'osservabile tempo-continuo z(t) ha il pregio di separare il termine del terzo ordine, introdotto dall'elemento non lineare AMPTR, da quello del primo ordine, che è l'unico presente nel caso di assenza di non linearità. Ribadiamo che, qualora l'elemento non lineare AMPTR venisse caratterizzato mediante un polinomio di grado superiore al terzo, la (9) potrebbe essere estesa in modo ovvio mediante ulteriori termini additivi di ordine superiore.

La schematizzazione a blocchi di fig.1, volutamente generica per quanto riguarda il ricevitore RIC ed il blocco MLSE, viene ora meglio dettagliata con riferimento dapprima all'arte nota e poi all'invenzione.

Nel campo della tecnica in cui rientra la presente invenzione sono già noti dei ricevitori che per il loro funzionamento si ispirano alla "terza filosofia" menzionata nell'introduzione, la quale, come si ricorda, consiste nel tenere conto ai fini della stima di sequenza a massima verosimiglianza delle caratteristiche del canale di comunicazione, incluse quelle non lineari.

Un primo dei suddetti ricevitori è descritto nel capitolo 10 del volume intitolato "DIGITAL TRANSMISSION THEORY", autori: S. Benedetto, E. Biglieri, V. Castellani, edito da Prentice-Hall, anno 1987. In tale soluzione il ricevitore RIC di fig.1 assume la struttura mostrata dalla schematizzazione a blocchi di fig.2.

Il ricevitore è realizzato mediante un banco di N filtri FTR1, ... FTRN, seguiti da rispettivi campionatori SMP1, ... SMPN, che con periodo T pari all'intervallo di simbolo ne campionano i segnali uscenti. I campioni così ottenuti pervengono tutti ad un processore di Viterbi. In una appendice della medesima citazione viene anche illustrato l'algoritmo "canonico" di Viterbi.

Quest'ultimo è basato sul calcolo iterativo di cosiddette metriche di ramo, e di percorso, riferite ad un grafico a traliccio, o "trellis", i cui rami rappresentano tutte le possibili transizioni di uno stato, definito da L simboli che precedono quello attuale a_k. Le suddette metriche sono paragonabili a distanze tra opportuni osservabili e le immagini, attraverso il canale noto, delle possibili sequenze dati; per cui una minor metrica cumulativa lungo un percorso sequenziale nel trellis corrisponde anche ad una minor distanza dall'immagine della sequenza trasmessa. Scegliendo quindi il percorso a metrica minima, risulta di conseguenza minima la probabilità d'errore nella stima della sequenza di simboli realmente trasmessa.

Confrontando la fig.2 con la 1, si può notare che il filtro FRIC di fig.1 è ora sostituito dal banco di N filtri FTR1, ... FTRN, e che il blocco MLSE comprende gli N campionatori a frequenza di simbolo SMP1, ... SMPN ed il blocco processore di Viterbi.

L'intero canale di comunicazione di fig.1, dalla sequenza dati al segnale demodulato s(t) (a meno del rumore additivo) è interpretabile come un modulatore con memoria che emette degli impulsi $h(t;a_n,\sigma_n)$, detti "chip", di durata T, il cui andamento nell'intervallo n-mo dipende dal simbolo corrente a_n e da un numero L di simboli

precedenti, memorizzati in una memoria di canale il cui contenuto σ_n indica lo stato del modulatore all'intervallo n-mo. I filtri FTR1, ... FTRN sono filtri adattati ai rispettivi chip che possono, questi ultimi, essere ottenuti al variare di a_n e σ_n. E' evidente che se la capacità della memoria di canale è di L simboli, dove L rappresenta la lunghezza di dispersione del canale, saranno necessari $N = M^{L+1}$ filtri adattati, dove M è la cardinalità dell'alfabeto di sorgente, ovvero il numero di simboli tra loro differenti. Nella citazione si dimostra che questo tipo di ricevitore è ottimo, nel senso che minimizza la probabilità di errore nella stima $\{\hat{a}_k\}$ della sequenza $\{a_k\}$ originariamente trasmessa.

Quello appena descritto è chiaramente un ricevitore basato su un approccio di "forza bruta", il cui unico vantaggio è quello di disporre di un processore di Viterbi che lavora su "metriche di ramo" dipendenti in maniera semplice dai campioni osservabili. Per contro, gli svantaggi sono evidenti, e cioè: un numero di filtri adattati che cresce in maniera esponenziale rispetto alla lunghezza L di dispersione del canale, ed il fatto di dover identificare analiticamente l'andamento delle funzioni chip.

Un secondo dei suddetti ricevitori noti è descritto nell'articolo di W. van Etten e F. van Vugt, intitolato "MAXIMUM LIKELIHOOD RECEIVERS FOR DATA SEQUENCES TRANSMITTED OVER NONLINEAR CHANNELS", pubblicato in: Archiv für Elektronik und Übertragungsteknik (AEÜ), vol. 34, pp. 216-223, 1980. Per la descrizione di questo ricevitore è ancora possibile avvalersi della fig.2 per schematizzare la realizzazione del ricevitore RIC di fig.1, tuttavia con un diverso significato per i blocchi FTR1, ... FTRN; ovviamente il processore di Viterbi, che con gli N campionatori a frequenza di simbolo SMP1, ... SMPN costituisce il blocco MLSE, utilizza espressioni differenti dalle precedenti per il calcolo delle metriche di ramo. In questo secondo caso il canale di comunicazione complessivo di fig.1, dalla sequenza dati al segnale demodulato s(t) (a meno del rumore additivo), è modellato secondo

Volterra e caratterizzato da nuclei $v_1(\tau)$ e $v_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)$ del primo e terzo ordine.

Un sistema non lineare del tipo descritto con riferimento alla fig.1, ovvero costituito dalla cascata di filtri lineari (FTRAS, MTRAS, FRIC) e di una non linearità senza memoria, come è appunto quella del blocco AMPTR, viene di solito modellato in letteratura come sistema di Volterra. Un sistema siffatto è matematicamente caratterizzato da nuclei integrali, detti appunto di Volterra, che svolgono un ruolo analogo a quello svolto dalla risposta impulsiva per i sistemi lineari. I nuclei di Volterra del I e III ordine relativi al sistema di fig.1 sono identificati dai seguenti termini:

$$v_1(t) \triangleq \gamma_1 f(t) \tag{10}$$

$$v_3(t_1,t_2,t_3) \triangleq \frac{3}{4}\gamma_3 \rho(t_1,t_2,t_3) \tag{11}$$

che vengono sviluppati entro rispettive sommatorie della equazione (9) prima derivata.

Nel banco di filtri FTR1, ... FTRN del ricevitore, il primo è adattato al nucleo di Volterra del primo ordine, gli altri sono adattati al nucleo del terzo ordine, considerato come funzione di una sola variabile ponendo: $t_1 = t$; $t_2 = t - jT$; $t_3 = t - iT$ per i e j che scandiscono la lunghezza di dispersione L del canale. Con queste definizioni la risposta all'impulso di FTR1 sarà $v_1(-t)$, e quella dei rimanenti filtri $v_3(-t, -t+jT, -t+iT)$ al variare di i e j. Anche in questo caso si dimostra che il ricevitore minimizza la probabilità di errore sulla sequenza, avendo però il pregio, rispetto al ricevitore precedente, di sfruttare una descrizione analitica più semplice del canale non lineare. Questo fa sì che il numero di filtri adattati necessari sia "solo" polinomiale rispetto alla lunghezza di dispersione L del canale. Nel caso di non linearità del terzo ordine, il numero di filtri FTR1, ... FTRN necessari è dell'ordine di L^2; più in generale, nel caso di non linearità di ordine n, il numero totale di filtri necessari è dell'ordine di L^{n-1}.

Come si può notare, il numero di filtri adattati necessari è pur sempre

Italtel spa
Il mandatario
Dott. Giustini

considerevole. Inoltre, il calcolo delle metriche di ramo effettuato dal processore di Viterbi è notevolmente più complesso rispetto all'analogo calcolo effettuato dallo stesso blocco nel ricevitore con filtri adattati ai chip della citazione precedente. Riepilogando, i due ricevitori di cui sopra hanno in comune il fatto di impiegare un gran numero di filtri adattati, ciò comporta dei seri problemi nella realizzazione circuitale dei ricevitori, specie per frequenze di simbolo elevate.

Pertanto scopo della presente invenzione è quello di superare gli inconvenienti suddetti e di indicare un procedimento di ricezione di sequenze di simboli trasmessi su canali di comunicazione che comprendono una non linearità polinomiale, ed un ricevitore a stima di sequenza a massima verosimiglianza che attua il suddetto procedimento.

Per conseguire tali scopi la presente invenzione ha per oggetto un procedimento di ricezione di sequenze di simboli trasmessi su canali di comunicazione che includono elementi con caratteristica di trasferimento non lineare tale per cui il segnale trasferito è descrivibile analiticamente mediante un polinomio di ordine n dei simboli trasmessi, a coefficienti tempo-varianti, **caratterizzato dal fatto che comprende:**

- una fase iniziale e unica in cui, per ciascuna delle possibili transizioni tra stati localmente definiti da L simboli precedenti un simbolo attuale, viene calcolato un rispettivo gruppo di σ costanti complesse sulla base di misure di grandezze trasmissive di detti canali di comunicazione, note o misurabili, i suddetti gruppi essendo associati ad altrettanti rami di un diagramma a traliccio, detto in seguito trellis, raffiguranti l'evoluzione temporale di tutte le possibili dette transizioni di stato;
- una elaborazione sul segnale ricevuto comprendente le seguenti fasi: **a)** demodulazione del segnale ricevuto; **b)** filtraggio passa basso del segnale

demodulato mediante un filtro di ricezione avente funzione di trasferimento R(f) non nulla entro una banda B di detto segnale demodulato, e nulla per $|f| \geq W$, dove W è una banda arbitrariamente scelta maggiore, o uguale, a detta banda B; **c)** sovracampionamento del segnale filtrato ad una frequenza di σ volte quella di simbolo $\frac{1}{T}$, ottenendo σ campioni entro ciascun intervallo di simbolo T, dove σ è un fattore di sovracampionamento scelto in modo da rispettare la condizione $\frac{\sigma}{T} \geq B + W$; **d)** calcolo, per ciascun detto ramo, di σ metriche parziali di ramo, ciascuna metrica parziale essendo ottenuta come funzione della differenza tra uno dei σ detti campioni e una corrispondente costante complessa appartenente ad un rispettivo detto gruppo associato al ramo; **e)** calcolo di corrispondenti metriche di ramo del trellis come funzione di dette metriche parziali di ramo; **f)** stima a massima verosimiglianza della sequenza di simboli trasmessa, mediante l'algoritmo di Viterbi, noto al tecnico del ramo; come anche descritto nella rivendicazione indipendente 1.

Ulteriore oggetto dell'invenzione è un ricevitore a stima di sequenza a massima verosimiglianza che attua il procedimento oggetto della rivendicazione 1, come descritto nella rivendicazione indipendente 8.

Un ricevitore secondo l'invenzione in oggetto presenta i seguenti vantaggi: a) non necessita di particolari e complicati filtri posti a monte del processore di Viterbi; b) utilizza espressioni matematiche molto semplici per il calcolo delle metriche di ramo; c) ha una struttura semplice e modulare; d) possiede un alto grado di parallelismo; e) è in grado di funzionare ad elevate frequenze di simbolo. I vantaggi sopra elencati derivano in larga misura dal fatto che la quasi totalità dei calcoli che consentono di pervenire ai valori delle metriche di ramo viene demandata ad una fase di ingegnerizzazione del ricevitore.

Una caratteristica saliente dell'invenzione in oggetto è senza dubbio il sovracampionamento dei simboli ricevuti. Questa operazione, considerata a sè, è una operazione nota e spesso utilizzata nell'elaborazione numerica di segnali digitali, principalmente per distanziare le repliche spettrali nel segnale campionato, onde poter effettuare filtraggi di ricostruzione meno impegnativi. Ciò non toglie che il sovracampionamento possa essere utilizzato per il raggiungimento di ulteriori finalità innovative, come appunto quella di poter realizzare nel modo migliore l'invenzione in oggetto.

Un esempio di utilizzo del sovracampionamento in ricevitori MLSE, limitato al solo caso di **canali lineari**, e che quindi non anticipa l'invenzione in oggetto, è descritto nell'articolo di Khalid Hamied e Gordon L. Stüber, intitolato "A Fractionally Spaced MLSE Receiver", Proceedings ICC '95, pp. 7-11, anno 1995.

Ulteriori scopi e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione particolareggiata che segue di un esempio di realizzazione della stessa e dai disegni annessi dati a puro titolo esplicativo e non limitativo, in cui nella fig.3 è indicato uno schema a blocchi valido per descrivere il funzionamento di un ricevitore RIC di fig.1 che attua il procedimento oggetto della presente invenzione.

Per quanto concerne l'illustrazione del ricevitore RIC di fig.3, occorre ora definire la struttura del filtro FRIC e del blocco di stima MLSE, che nella rappresentazione del generico sistema di comunicazione per canali non lineari di fig.1 era stata lasciata volutamente indefinita. Quello che salta subito all'occhio confrontando la fig.3 con la 1 è che, ad esclusione del blocco FRIC, tutti i rimanenti blocchi di fig.3 costituiscono l'unico blocco MLSE di fig.1, ciò non significa tuttavia una maggiore complessità.

Il filtro FRIC di fig.3 compie un filtraggio passa basso del segnale demodulato s(t); la

sua funzione di trasferimento $R(f) \triangleq \mathcal{F}[r(t)]$ ha le seguenti proprietà:

1) $|R(f)|^2$ soddisfa il primo criterio di Nyquist per l'assenza di interferenza intersimbolica, con simmetria vestigiale intorno alla frequenza σ/2T; la definizione esatta del termine "simmetria vestigiale" è data, ad esempio, a pag. 405 del volume intitolato "COMMUNICATION SYSTEMS", autore A. Bruce Carlson, edito da Mc Graw Hill, 3a. edizione, anno 1986;

2) R(f) è nulla per $|f| \geq W$, dove W è posta uguale a $\frac{1+\beta}{2T}\sigma$, essendo $\beta \leq 1$ un opportuno fattore di eccesso di banda; il che equivale dire che R(f) ha banda "strettamente limitata" entro l'intervallo W;

3) $|R(f)|^2$ è costante in una banda $\frac{1-\beta}{2T}\sigma$, pari ad almeno il valore B della banda del segnale demodulato s(t), a meno del rumore.

All'uscita del filtro FRIC è presente un segnale tempo continuo z(t) che equivale all'omonimo segnale di fig.1.

Con riferimento alla fig.3, il segnale z(t) perviene ad un campionatore SMP che, supponendo un perfetto sincronismo di simbolo, estrae campioni di z(t) agli istanti $\frac{kT}{\sigma}+t_0$, essendo: T l'intervallo di simbolo, σ il fattore di sovracampionamento prima definito, k un numero intero incrementato ad ogni nuovo campione estratto e t_0 un offset costante negli istanti di campionamento. Nello schema di fig.3 è stata omessa, per brevità, l'indicazione di un blocco estrattore del sincronismo di simbolo, la cui realizzazione è comunque nota al tecnico del ramo. All'uscita del campionatore SMP è presente una sequenza di campioni $z_k \triangleq z(\frac{kT}{\sigma}+t_0)$.

Il campionatore SMP di fig.3 campiona l'osservabile z(t) ad una frequenza di

campionamento $\frac{\sigma}{T}$, che è σ volte quella di simbolo (o di segnalazione) $\frac{1}{T}$. Ora, per rispettare la condizione di Nyquist per la ricostruibilità del segnale z(t) a partire dai propri campioni z_k occorre che il filtro FRIC di fig.3, che come primo esempio e senza ledere la generalità qui consideriamo passa basso ideale, abbia una larghezza di banda $W = \frac{\sigma}{2T}$ maggiore, o uguale, a quella B del segnale in arrivo. Tale scelta esemplificativa, come vedremo, soddisfa le condizioni generali **1)**, **2)** e **3)** prima esposte nonché, a maggior ragione, le condizioni imposte nelle fasi **b)** e **c)** della descrizione del procedimento di ricezione prima illustrato e anche descritto nella rivendicazione indipendente 1. In tal caso dai campioni z_k si potrà estrarre l'intero contenuto informativo convogliato da detto osservabile. Come è noto, la banda B del segnale in arrivo dipende da tre fattori concomitanti, e cioè: 1) l'eccesso di banda $\frac{\alpha}{2T}$ del filtro di trasmissione FTRAS (che nell'esempio non limitativo ha una risposta in frequenza P(f) a radice di coseno rialzato) rispetto ad un passa basso ideale di banda $\frac{1}{2T}$ (non fisicamente realizzabile); 2) il grado n del polinomio che approssima la caratteristica della non linearità AMPTR (fig.1) e ne moltiplica per n la banda; 3) la banda del mezzo trasmissivo MTRAS che può ulteriormente limitare la banda del segnale in arrivo. Ipotizzando che il mezzo MTRAS abbia banda maggiore di quella del segnale uscente dal dispositivo non lineare, da quanto detto sopra si evince la seguente condizione sulla banda W del filtro FRIC:

$$W = \frac{\sigma}{2T} \geq B = n\frac{1+\alpha}{2T} \qquad (12)$$

dove il termine $\frac{1+\alpha}{2T}$ è la banda del filtro di trasmissione FTRAS. Se $\alpha \leq 1$, come

avviene in tutti i casi pratici, è possibile scegliere $\sigma = 2n$ che soddisfa alla condizione posta nella (12). Nel caso dell'esempio, essendo $n = 3$ per via dell'espressione polinomiale (2), risulta che il valore $\sigma = 6$ garantisce il rispetto della (12) per qualunque valore del fattore d'eccesso di banda $\alpha \leq 1$.

Più in generale il filtro FRIC dell'esempio non limitativo può avere una risposta in frequenza R(f) a radice di coseno rialzato, che ne assicura la fisica realizzabilità e la compatibilità con le condizioni generali prima esposte. In tal caso occorre scegliere per questo filtro un eccesso di banda $\beta\frac{\sigma}{2T}$ tale per cui $|R(f)|^2$ soddisfi la condizione di Nyquist con simmetria vestigiale intorno alla frequenza $\frac{\sigma}{2T}$, così come imposto dalla precedente condizione 1); tale scelta soddisfa inoltre anche le precedenti condizioni 2) e 3). La suddetta condizione 1) equivale alla seguente espressione:

$$\sum_k \left| R\left(f + k\frac{\sigma}{T}\right)\right|^2 = \text{costante} \qquad (13)$$

che ha il vantaggio di rendere i campioni di rumore filtrati tra loro incorrelati; i vantaggi di tale proprietà risulteranno chiari nel seguito dell'esempio.

Come si può quindi vedere, il filtro di ricezione FRIC utilizzato nel ricevitore secondo l'invenzione è di struttura semplice, poiché non sono richiesti particolari adattamemti a "chip" o a nuclei di Volterra, come invece avviene per i filtri utilizzati nei ricevitori secondo l'arte nota.

La sequenza z_k uscente dal campionatore, opportunamente digitalizzata, perviene ad un ingresso di M^{L+1} blocchi METRIC(ξ), individuati da un indice ξ variabile tra 1 e M^{L+1}. Questi ultimi calcolano delle rispettive metriche di ramo λ_ξ di un diagramma a traliccio, o trellis, non visibile nelle figure, i cui rami rappresentano tutte le possibili M^{L+1} transizioni di stato, essendo uno "stato" definito da L simboli a_{k-1}, ...

a_{k-L} precedenti quello attuale a_k (analogamente una transizione è ovviamente definita dagli L+1 simboli a_k, a_{k-1}, ... a_{k-L}). Per comodità, in fig.3, oltre al generico blocco METRIC(ξ) vengono indicati anche il primo blocco METRIC(1) e l'ultimo METRIC(M^{L+1}) le cui metriche sono λ_1 e $\lambda_M{}^{L+1}$.

Le M^{L+1} metriche λ_ξ uscenti da METRIC(ξ) pervengono ad un processore di Viterbi che, sulla base dell'informazione ricevuta, genera in modo noto una stima a massima verosimiglianza $\{\hat{a}_k\}$ della sequenza di simboli $\{a_k\}$ (fig.1) originariamente trasmessa.

Per quanto concerne il calcolo delle metriche di ramo λ_ξ, occorre precisare che tutti i blocchi METRIC(ξ) sono internamente strutturati allo stesso modo, per cui verrà completamente esplicitato soltanto il primo di essi METRIC(1), le considerazioni tratte varranno per analogia anche per i restanti blocchi.

La sequenza z_k entrante nel blocco METRIC(1) di fig.3 raggiunge l'ingresso di un demultiplexer DMX(1) che ne smista i campioni su σ uscite a formare altrettante sottosequenze i cui campioni $z_{k\sigma+\eta}$ risultano distanziati di un intervallo di simbolo T. L'indice η, variando da 0 a σ-1, indica le diverse sottosequenze. Per comodità in fig.3, oltre alla generica sottosequenza $z_{k\sigma+\eta}$, sono state indicate anche la prima $z_{k\sigma}$ e l'ultima $z_{k\sigma+(\sigma-1)}$. All'interno del blocco METRIC(1) le diverse sottosequenze subiscono tutte analoghe elaborazioni, effettuate mediante un gruppo di blocchi 1, 2 e 3 che si ripete identicamente per ciascuna sottosequenza $z_{k\sigma+\eta}$. La prima sottosequenza $z_{k\sigma}$ perviene ad un ingresso + di un sottrattore 1 al cui ingresso - perviene una costante complessa $z'_{k\sigma}$ uscente da un blocco di memoria di sola lettura 2. All'uscita del sottrattore 1 è presente un valore differenza complesso che perviene ad un blocco 3, il quale ne calcola il modulo elevato al quadrato, ottenendo in uscita una metrica

Italtel spa
Delio Giustini

parziale di ramo λ'_0.

Quanto detto vale identicamente per tutte le sottosequenze $z_{k\sigma+\eta}$ individuate dall'indice η che varia da 0 a σ-1. Più precisamente, la generica sottosequenza $z_{k\sigma+\eta}$ raggiunge l'ingresso + di un rispettivo sottrattore 1, al cui ingresso - perviene una rispettiva costante $z'_{k\sigma+\eta}$ uscente da un rispettivo blocco 2. All'uscita di un generico blocco 3 è presente una metrica parziale di ramo λ'_η. Le σ metriche parziali di ramo, scandite dall'indice η, pervengono agli ingressi di un sommatore 4 che ottiene in uscita la metrica di ramo λ_1.

Quanto detto per il blocco METRIC(1) vale identicamente per tutti i blocchi METRIC(ξ) e per tutte le metriche λ_ξ.

Rimarchiamo che l'impiego dei demultiplexer DMX(ξ) è relativo alla particolare realizzazione del ricevitore RIC descritta nel presente esempio non limitativo; l'architettura dei blocchi METRIC(ξ) di fig.3 potrebbe alternativamente consistere di un singolo sottrattore 1, una singola memoria ad accesso sequenziale 2 ed un singolo blocco di elaborazione 3, che agiscono serialmente sui campioni $z_{k\sigma+\eta}$, nel qual caso il demultiplexer andrebbe eliminato e il sommatore 4 sostituito con un registro accumulatore.

Tenendo conto di quanto detto sul filtro di ricezione FRIC di fig.3, la struttura del ricevitore RIC viene ora ricavata partendo dall'espressione analitica (9) del segnale tempo continuo z(t) uscente dal filtro FRIC, che per comodità viene qui di seguito riportata:

$$z(t) = \gamma_1 \sum_n a_n f(t-nT) + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_i \sum_j \sum_l a_i a_j a_l^* \rho(t-iT, t-jT, t-lT) + w(t) \quad (9)$$

All'uscita del campionatore SMP l'ossevabile z(t) assume la seguente espressione analitica:

$$z_k = \gamma_1 \sum_n a_n f\left((k-n\sigma)\frac{T}{\sigma}+t_0\right) + \\ + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_i \sum_j \sum_l a_i a_j a_l^* \rho\left((k-i\sigma)\frac{T}{\sigma}+t_0,(k-j\sigma)\frac{T}{\sigma}+t_0,(k-l\sigma)\frac{T}{\sigma}+t_0\right) \quad (14) \\ + w_k$$

dove $w_k \triangleq w(\frac{kT}{\sigma}+t_0)$ sono i campioni di rumore filtrati dal filtro FRIC. Ricordando poi quanto si era detto sul rumore n(t) e sul filtro FRIC di fig.1, i campioni w_k, tra loro incorrelati, hanno una distribuzione gaussiana delle ampiezze con valor medio nullo e identica varianza.

La (14) può essere opportunamente riscritta tenendo conto delle espressioni di seguito riportate che definiscono i parametri di dispersione. Per la riscrittura di cui sopra vengono poste le seguenti definizioni:

$$f_n^{(\sigma)} \triangleq f\left(n\frac{T}{\sigma}+t_0\right) \quad (15)$$

$$\rho_{i,j,l}^{(\sigma)} \triangleq \rho\left(i\frac{T}{\sigma}+t_0, j\frac{T}{\sigma}+t_0, l\frac{T}{\sigma}+t_0\right) \quad (16)$$

$$a_i^{(\sigma)} \triangleq \begin{cases} \frac{a_I}{\sigma} & i = n\sigma, \quad n \in Z \\ 0 & \textit{altrimenti} \end{cases} \quad (17)$$

dove: $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$ sono i parametri di dispersione del canale sovracampionati, ottenuti, supponendo un perfetto sincronismo di simbolo, campionando agli istanti $k\frac{T}{\sigma}+t_0$ i parametri di dispersione definiti nelle (7) e (8); e $a_i^{(\sigma)}$ rappresenta una sequenza di ingresso interpolata in cui i simboli a_i vengono alternati con sequenze di (σ-1) zeri. Poiché il canale complessivo è per forza di cose causale i parametri di dispersione, definiti nelle (15) e (16), sono non nulli per indici n,i,j,l positivi; inoltre, poiché la lunghezza di dispersione è fisicamente limitata ad un valore LT, ne segue che detti

parametri sono non nulli nell'intervallo di indici [0;σL]. Con le definizioni di cui sopra la (14) diventa:

$$z_k = \gamma_1 \sum_{n=0}^{\sigma L} a_{k-n}^{(\sigma)} f_n^{(\sigma)} + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_{i=0}^{\sigma L}\sum_{j=0}^{\sigma L}\sum_{l=0}^{\sigma L} a_{k-i}^{(\sigma)} a_{k-j}^{(\sigma)} a_{k-l}^{(\sigma)*} \rho_{i,j,l}^{(\sigma)} + w_k \qquad (18)$$

A causa della (17) l'espressione (18) del campione ricevuto all'istante k, include, per ogni k assegnato, diversi addendi nulli. E' quindi possibile suddividere i campioni ricevuti in σ classi modulo σ, ed eliminare dall'espressione dei campioni di ogni classe tutti i termini nulli. A conti fatti si ottiene la seguente espressione:

$$z_{k\sigma+\eta} = \gamma_1 \sum_{n=0}^{L} f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-n} + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_{l=0}^{L}\sum_{j=0}^{L}\sum_{l=0}^{L} \rho_{i\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-i} a_{k-j} a_{k-l}^{*} + w_{k\sigma+\eta} \qquad (19)$$

dove: $\eta = 0, 1, \ldots\ldots (\sigma-1)$.

Come si può notare, la (19) è una riscrittura della (18) che per il generico blocco METRIC(ξ) evidenzia le σ sottosequenze $z_{k\sigma+\eta}$ uscenti dal rispettivo demultiplexer DMX(ξ). Nella (19) si può notare che il contributo dovuto al solo simbolo "attuale" a_k viene dai termini con n,i,j,l = 0, gli altri termini rappresentano l'interferenza intersimbolica dei simboli che precedono a_k. La (19) evidenzia inoltre la possibilità del verificarsi di una interferenza tra la parte reale e immaginaria dei simboli, dovuta alla distorsione AM/PM che produce una rotazione della costellazione di simboli trasmessa per tramite delle costanti complesse γ_1 e γ_3.

Proseguendo nell'illustrazione del ricevitore RIC di fig.3, la struttura stessa dei blocchi METRIC(ξ) suggerisce di interpretare le σ sottosequenze $z_{k\sigma+\eta}$ a frequenza di simbolo come se esse provenissero da un sistema di comunicazione a canali multipli, in cui ognuno dei σ canali scanditi dall'indice η è caratterizzato da parametri di

dispersione lineare e non lineare, rispettivamente $f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)}$ e $\rho_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)}$, ed è afflitto da campioni di rumore gaussiano $w_{k\sigma+\eta}$ tra loro incorrelati, e incorrelati anche con i campioni di rumore che affliggono canali diversi.

Basandosi su questo modello, viene ora illustrato il funzionamento dei singoli blocchi METRIC(ξ) e del processore di Viterbi, il cui scopo congiunto è quello di decidere i simboli trasmessi compiendo una stima a massima verosimiglianza sui campioni osservati $z_{k\sigma+\eta}$ ($\eta = 0,1, \ldots ,\sigma-1$). A tal fine, trasmessa la sequenza $(a_1,a_2,\ldots,a_N)$ di lunghezza finita, schematizzata da un vettore $\mathbf{a} \triangleq (a_1,a_2,\ldots,a_N)^T$, il vettore degli osservabili $\mathbf{z} \triangleq (z_\sigma \ldots z_{\sigma+(\sigma-1)}, \ldots\ldots, z_{(N+L)\sigma} \ldots z_{(N+L)\sigma+(\sigma-1)})^T$ risulta essere, condizionatamente ad **a**, gaussiano a componenti incorrelate. Essendo i campioni $w_{k\sigma+\eta}$ gaussiani a valor medio nullo e con identica varianza σ_w^2, il valore medio del vettore degli osservabili è un vettore indicato con $\mathbf{z}'(\mathbf{a})$ che ha come elementi:

$$z'_{k\sigma+\eta}(a_{k-L} \ldots a_k) = \gamma_1 \sum_{n=0}^{L} f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-n} + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_{l=0}^{L}\sum_{j=0}^{L}\sum_{l=0}^{L} \rho_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-l} a_{k-j} a_{k-l}^* \qquad (20)$$

dove: $k = 1, \ldots\ldots ,(N+L)$ e $\eta = 0, 1, \ldots\ldots ,(\sigma-1)$.

La stima di sequenza a massima verosimiglianza prevede, al fine di minimizzare la probabilità di errore sul simbolo, la massimizzazione, su tutte le possibili sequenze trasmesse, della funzione di densità di probabilità $p(\mathbf{z}|\mathbf{a})$ del vettore osservabile **z**, condizionata alla trasmissione di un particolare vettore **a**. La sequenza che massimizza tale funzione verrà poi ad essere la sequenza $\{\hat{a}_k\}$ stimata dal ricevitore, che per quanto detto risulta:

$$\hat{\mathbf{a}} = \arg \max_{\mathbf{a}} p(\mathbf{z}|\mathbf{a}) \qquad (21)$$

Il mandatario
Ugo Giustini

Come è noto, la densità di probabilità $p(\mathbf{z}|\mathbf{a})$ è nella (21) una funzione multidimensionale di tipo gaussiano in ogni dimensione. Questo è dovuto alle proprietà statistiche dei campioni di rumore $w_{k\sigma+\eta}$, più volte menzionate. Il vettore degli osservabili **z** dipende dal vettore dei campioni di rumore **w**, definito in analogia con **z**, nel modo seguente:

$$\mathbf{w} \triangleq (w_0 \ldots w_{\sigma+(\sigma-1)}, \ldots\ldots, w_{(N+L).\sigma} \ldots w_{(N+L)\sigma+(\sigma-1)})^T = \mathbf{z} - \mathbf{z}'(\mathbf{a}) \qquad (22)$$

in cui l'ultima espressione vale sotto la condizione che venga trasmessa la sequenza **a**. Si possono quindi ottenere i valori dei singoli elementi del vettore medio $E[\mathbf{z}|\mathbf{a}]$ e della matrice di covarianza $\mathbf{C}_{\mathbf{z}|\mathbf{a}}$ del vettore osservabile **z** condizionato alla trasmissione del vettore **a**, che sono rispettivamente:

$$E[\mathbf{z}|\mathbf{a}] = \mathbf{z}'(\mathbf{a}) \qquad (23)$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{z}|\mathbf{a}} = E\left[(\mathbf{z}-\mathbf{z}'(\mathbf{a}))(\mathbf{z}-\mathbf{z}'(\mathbf{a}))^H|\mathbf{a}\right] = \sigma_w^2\mathbf{I} \qquad (24)$$

Poichè il vettore osservabile complesso **z**, sovracampionato, è formato da $(N+L)\sigma$ elementi, la probabilità $p(\mathbf{z}|\mathbf{a})$ è una funzione gaussiana $(N+L)\sigma$ dimensionale di variabili aleatorie complesse e incorrelate avente la seguente espressione:

$$p(\mathbf{z}|\mathbf{a}) = \frac{1}{\left(\pi\sigma_w^2\right)^{(N+L)\sigma}} e^{-\frac{|\mathbf{z}-\mathbf{z}'(\mathbf{a})|^2}{\sigma_w^2}} \qquad (25)$$

La massimizzazione della $p(\mathbf{z}|\mathbf{a})$ viene quindi ricondotta alla minimizzazione dell'esponente della gaussiana nella (25) che, nel caso la trasmissione si estenda nell'intervallo temporale $[0; (N+L)T]$, dà luogo alla seguente relazione:

$$\hat{\mathbf{a}} = \arg\min_{\mathbf{a}}\left\{\sum_{k=1}^{N+L(\sigma-1)}\sum_{\eta=0}^{\sigma}\left|z_{k\sigma+\eta} - z'_{k\sigma+\eta}(\mathbf{a})\right|^2\right\} \qquad (26)$$

La minimizzazione espressa dalla (26) viene effettuata in modo noto dal

processore di Viterbi di fig.3 mediante l'algoritmo di Viterbi, una volta definita la quantità da minimizzare come metrica di percorso. Quest'ultima viene calcolata sulla base delle metriche di ramo λ_ξ in ingresso al processore di Viterbi. Qui di seguito vengono ripetute per comodità le definizioni di "stato" e "transizione di stato", e viene fornita quella di "metrica di ramo" e "metrica di percorso". Si definisce "stato" il seguente vettore:

$$\mathbf{s}_k \triangleq (a_{k-L} \dots a_{k-1}) \qquad (27)$$

All'istante discreto k + 1 il ricevitore RIC secondo l'invenzione subisce una "transizione di stato", identificata da tutti i simboli che definiscono due stati successivi, e cioè:

$$(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_{k+1}) = (a_{k-L} \dots a_{k-1}, a_k) \qquad (28)$$

anche indicata mediante l'indice ξ prima introdotto. Per ogni possibile transizione di stato il generico blocco METRIC(ξ) calcola una "metrica di ramo" λ_ξ, coerentemente con la quantità da minimizzare (26), in base ai σ campioni z_k dell'osservabile z(t) osservati nell'intervallo in cui la transizione avviene:

$$\lambda_\xi = \lambda(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_{k+1}) \triangleq \sum_{\eta=0}^{(\sigma-1)} \left| z_{k\sigma+\eta} - z'_{k\sigma+\eta}(a_{k-L},\dots,a_{k-1},a_k) \right|^2 \qquad (29)$$

D'ora in avanti utilizzeremo la notazione:

$$z'_{k\sigma+\eta}(\xi) = z'_{k\sigma+\eta}(a_{k-L},\dots,a_k) \qquad (30)$$

La (29) corrisponde al valore numerico presente all'uscita del sommatore 4 interno a METRIC(ξ), ottenuto come sommatoria di metriche parziali λ'_η

$$\lambda_\xi \triangleq \sum_{\eta=0}^{(\sigma-1)} \lambda'_\eta \qquad (31)$$

dove λ'_η è la seguente espressione calcolata dal generico blocco 3 interno a

METRIC(ξ):

$$\lambda'_{\eta} \triangleq \left| z_{k\sigma+\eta} - z'_{k\sigma+\eta}(\xi) \right|^2 \qquad (32)$$

Le $z_{k\sigma+\eta}$ sono le sottosequenze provenienti dai canali multipli uscenti dai demultiplexer DMX(ξ), mentre le $z'_{k\sigma+\eta}(\xi)$ sono le costanti ingegnerizzabili lette dalle memorie 2 interne a METRIC(ξ). Il significato di queste costanti si evince da quanto finora detto in merito alla loro determinazione.

A questo punto il tecnico del ramo, conoscendo le metriche di ramo λ_ξ dalla (29), può realizzare il processore di Viterbi così come esso è descritto nella copiosa letteratura tecnica a riguardo. Come è noto, mediante l'omonimo algoritmo si aggiorna in modo ricorsivo, ad ogni intervallo di simbolo, una quantità adimensionale detta metrica di percorso $\Lambda_n(\mathbf{a})$ relativa ad una data sequenza trasmessa; tale metrica identifica, all'istante finale N+L, la quantità da minimizzare $\Lambda_{N+L}(\mathbf{a})$ al variare delle possibili sequenze rappresentate dal vettore **a**. Da quanto detto, ed essendo $\Lambda_0(\mathbf{a}) = 0$, risulta:

$$\Lambda_{n+1}(\mathbf{a}) = \Lambda_n(\mathbf{a}) + \lambda_\xi \qquad (33)$$

che ricordando la (29) diventa:

$$\Lambda_{n+1}(\mathbf{a}) \triangleq \sum_{k=0}^{n} \sum_{\eta=0}^{(\sigma-1)} \left| z_{k\sigma+\eta} - z'_{k\sigma+\eta}(\xi) \right|^2 \qquad (34)$$

La ricerca della sequenza a massima verosimiglianza si identifica così con la ricerca del percorso a metrica minima su di un trellis ad M^L stati, dove M è la cardinalità dell'alfabeto di sorgente (M = 4 nel 4-PSK). Tale ricerca implica il calcolo, ad ogni intervallo di simbolo, di M^{L+1} metriche λ_ξ, di M^{L+1} addizioni (33), di M^{L+1} sottrazioni per identificare la metrica a valore minimo che sopravvive, e sono inoltre richieste M^L locazioni di memoria per memorizzare le (33). Visto il considerevole numero di

operazioni richiesto dall'algoritmo di Viterbi, si può ora meglio apprezzare il vantaggio di utilizzare un'espressione semplice come la (29) per il calcolo delle metriche di ramo λ_ξ.

L'hardware digitale del ricevitore RIC di fig.3 è convenientemente realizzato mediante circuiti integrati digitali di tipo ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*). Questa modalità di realizzazione è preferibile rispetto all'utilizzo di un microprocessore di tipo matematico perchè consente al ricevitore di raggiungere maggiori velocità di funzionamento. L'alta velocità di funzionamento è già di per sè desumibile dalla gran semplicità e modularità della struttura visibile in fig.3, che nella realizzazione si semplifica ulteriormente in quanto i blocchi 2 sono conglobati in un'unica memoria ROM e tutti i blocchi DMX(ξ) sono conglobati in un unico demultiplexer DMX(1) che mette a disposizione le sue uscite a tutti i sottrattori 1 di tutti i blocchi METRIC(ξ). In aggiunta a quanto detto è conveniente realizzare in parallelo i blocchi METRIC(ξ), ricorrendo eventualmente a più ASIC a seconda del grado di integrazione ottimale degli stessi e del numero dei blocchi METRIC(ξ).

Occorre ora completare la descrizione del ricevitore RIC di fig.3, illustrando le modalità di calcolo delle costanti: γ_1, γ_3, $f^{(\sigma)}_{n\sigma+\eta}$ e $\rho^{(\sigma)}_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,j\sigma+\eta}$ utilizzate per il calcolo delle costanti $z'_{k\sigma+\eta}(\xi)$ che appartengono al firmware del ricevitore.

Iniziando dal calcolo delle costanti γ_1 e γ_3, è indispensabile dapprima fornire un'espressione analitica dell'inviluppo complesso $\tilde{x}(t)$ di fig.1, alternativa alla (1), che consenta di ottenere una espressione analitica dell'inviluppo complesso $\tilde{y}(t)$, alternativa alla (2), quando la non linearità in banda passante è descritta mediante le curve di distorsione AM/AM e AM/PM che la contraddistinguono.

Come è noto, le ipotesi che stanno alla base di una siffatta descrizione sono le

seguenti: a) che la non linearità sia istantanea, cioè priva di memoria, e quindi generi varie componenti spettrali a frequenze multiple della fondamentale f_0; b) che includa un filtro di zona in grado di eliminare tutte le componenti spettrali generate, lasciando solo la fondamentale; c) che sia invariante nel tempo. Ciò posto, un'espressione dell'inviluppo complesso $\tilde{x}(t)$ alternativa alla (1) è la seguente:

$$\tilde{x}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \qquad (35)$$

In conseguenza delle ipotesi a) e b), il segnale $\tilde{y}(t)$ uscente dalla non linearità ha banda stretta a frequenza fondamentale, con ampiezza e fase che non dipendono da f_0, in quanto il filtro di zona non distorce in banda; l'ulteriore ipotesi c) fa sì che l'ampiezza e la fase del segnale $\tilde{y}(t)$ dipendano dalla variabile temporale t solo per tramite delle rispettive ampiezza e fase del segnale d'ingresso $\tilde{x}(t)$. Più precisamente l'ampiezza di $\tilde{y}(t)$ dipende soltanto dall'ampiezza $A(t) = |\tilde{x}(t)|$ che compare nella (35) mentre la fase del segnale $\tilde{y}(t)$ è data dalla somma della fase di $\tilde{x}(t)$ e di una fase che dipende esclusivamente dall'ampiezza A(t). L'inviluppo complesso del segnale uscente dal blocco AMPTR di fig.1 sarà quindi:

$$\tilde{y}(t) = F[A(t)]e^{j\Phi[A(t)]}e^{j\varphi(t)} \qquad (36)$$

dove $F[A]$ e $\Phi[A]$ sono rispettivamente le distorsioni AM/AM e AM/PM.

Le curve $F[A]$ e $\Phi[A]$ sono determinabili sperimentalmente per punti, per cui la (36) è una rappresentazione precisa quanto si vuole del segnale distorto, contrariamente alla (2) che ne dà solo una rappresentazione approssimata mediante un polinomio cubico.

Più in generale la (2) può essere sostituita dalla seguente espressione

$$\tilde{y}(t) = \left[\sum_{m=0}^{\frac{n-1}{2}} \gamma_{2m+1} \frac{1}{2^{2m}} \binom{2m+1}{m} |\tilde{x}(t)|^{2m} \right] \tilde{x}(t) \qquad (37)$$

nell'ipotesi di approssimare il blocco AMPTR con una non linearità polinomiale di ordine n come peraltro già anticipato. In questa espressione le costanti γ_i sono determinabili minimizzando l'errore quadratico medio ε che sussiste approssimando la (36) con la (37), una volta fissato il tempo t. L'errore ε va definito sull'intervallo $[0;A_{max}]$ in cui si vuole utilizzare l'elemento non lineare. Da quanto detto tale errore assume la seguente espressione:

$$\varepsilon \triangleq \frac{1}{A_{max}} \int_0^{A_{max}} \left| \sum_{m=0}^{\frac{n-1}{2}} \gamma_{2m+1} 2 \binom{2m+1}{m} \left(\frac{A}{2}\right)^{2m+1} - F[A] e^{j\Phi[A]} \right|^2 dA \qquad (38)$$

La minimizzazione della (38) si ottiene azzerando le sue derivate prime rispetto alle variabili γ_i. Definendo una matrice C di elementi:

$$C_{l,j} \triangleq \int_0^{A_{max}} \left[2 \binom{2j+1}{j} \left(\frac{A}{2}\right)^{2j+1} \right] A^{2l+1} dA \qquad (39)$$

ed un vettore **g** di elementi:

$$g_l \triangleq \int_0^{A_{max}} F[A] e^{j\Phi(A)} A^{2l+1} dA \qquad (40)$$

ed indicando con γ un vettore dei coefficienti γ_i, si perviene alla seguente espressione:

$$C\gamma = \mathbf{g} \qquad (41)$$

che dalla teoria delle approssimazioni polinomiali di funzioni risulta essere sempre "non singolare", essendo la matrice C decomponibile nella forma A^TA, definita positiva. L'inversione della matrice C porta alla soluzione del sistema (41) e alla conoscenza del vettore γ, che include le costanti γ_i della (37) che si intendevano

Il mandatario
Dario Giustini

determinare.

Proseguendo ora con il calcolo delle costanti $f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)}$ e $\rho_{i\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)}$, si ricorda che le stesse erano state introdotte nella (19) tramite le (15) e (16) che definivano i parametri di dispersione sovracampionati $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$, e la (17) relativa ai campioni a_i interpolati. Nella (18) venivano poi eliminati i termini nulli ed i rimanenti riordinati in σ classi modulo σ, così pervenendo alla (19) in cui comparivano appunto i termini $f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)}$ e $\rho_{i\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)}$. Da quanto sopra discende che è sufficiente calcolare i valori $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$, per n,i,j,l nell'intervallo [0, σL], per poi raggrupparli secondo una modalità simile a quella dianzi indicata per l'ottenimento delle σ sottosequenze $\{z_{k\sigma+\eta}\}$ a partire dai campioni della sequenza $\{z_k\}$. Le espressioni analitiche (15) e (16) sono qui esplicitate per chiarezza di esposizione:

$$f_n^{(\sigma)} \triangleq f\left(n\frac{T}{\sigma}+t_0\right) = \int h'(\tau)p\left(n\frac{T}{\sigma}+t_0-\tau\right)d\tau \qquad (15)$$

$$\rho_{i,j,l}^{(\sigma)} \triangleq \rho(i\frac{T}{\sigma}+t_0,\ j\frac{T}{\sigma}+t_0,\ l\frac{T}{\sigma}+t_0) =$$

$$= \int h'(\tau)p\left(i\frac{T}{\sigma}+t_0-\tau\right)p\left(j\frac{T}{\sigma}+t_0-\tau\right)p^*\left(l\frac{T}{\sigma}+t_0-\tau\right)d\tau \qquad (16)$$

Per l'ottenimento degli $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$, piuttosto che risolvere direttamente le (15) e (16), risulta più conveniente dal punto di vista pratico e computazionale agire come segue: a) applicare alle equazioni di partenza (7) e (8) la trasformata di Fourier; b) applicare alle soluzioni ricavate al passo precedente la trasformata veloce di Fourier (FFT) inversa, ottenendo nel dominio del tempo i campioni cercati. Per quanto riguarda la parte lineare del canale $f_n^{(\sigma)}$, quanto detto è relativamente semplice;

applicando infatti la trasformata di Fourier alla (7) si ottiene:

$$F(f) \triangleq \mathcal{F}[f(t)] = H'(f)P(f) = H(f)R(f)P(f) \qquad (42)$$

in cui: F(f) è la funzione di trasferimento complessiva dell'intero canale trasmissivo di fig.1 fino all'ingresso del blocco MLSE, H(f) è la funzione di trasferimento del mezzo trasmissivo MTRAS di fig.1, R(f) quella del filtro di ricezione FRIC di fig.1, e P(f) è quella del filtro di trasmissione FTRAS di fig.1. I tre termini a prodotto nella (42) sono funzioni note, o comunque determinabili sperimentalmente, risulta quindi nota anche la F(f), e il passo a) concluso. Per quanto riguarda il passo b) si procede con le tecniche di antitrasformazione veloce di Fourier, note al tecnico del ramo, ottenendo i campioni $f_n^{(\sigma)}$:

$$f_n^{(\sigma)} = \mathcal{F}^{-1}\left[H'(f)P(f)\right]_{t=n\frac{T}{\sigma}+t_0} \qquad (43)$$

Per quanto riguarda il calcolo dei $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$, relativi alla parte non lineare del canale, si può procedere analogamente a quanto fatto per gli $f_n^{(\sigma)}$, ma prima occorre indicare una relazione che esprime la trasformata multipla di Fourier della (8), esemplificandola nel caso di tre variabili che riguarda l'esempio di realizzazione dell'invenzione in oggetto. Tale relazione è esposta nel caso generale nel citato articolo di S.Benedetto, E.Biglieri e R.Daffara, intitolato: "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links - a Volterra series approach", pubblicato su IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, luglio 1979.

Ciò posto, date due funzioni di tre variabili $x(t_1,t_2,t_3)$ e $y(t_1,t_2,t_3)$, dove con x e y non devono intendersi gli omonimi segnali, si dice convoluzione multipla l'integrale:

$$x(t_1,t_2,t_3) * y(t_1,t_2,t_3) \triangleq \int\int\int x(\beta,\alpha,\gamma)y(t_1-\beta,t_2-\alpha,t_3-\gamma)d\beta d\alpha d\gamma \qquad (44)$$

Dette $X(f_1,f_2,f_3)$ e $Y(f_1,f_2,f_3)$ le trasformate di Fourier tridimensionali di tali funzioni:

$$X(f_1,f_2,f_3) \triangleq \mathcal{F}_3\left[x(t_1,t_2,t_3)\right] = \int\int\int x(t_1,t_2,t_3)e^{-j2\pi(f_1t_1+f_2t_2+f_3t_3)}dt_1dt_2dt_3 \qquad (45)$$

$$Y(f_1,f_2,f_3) \triangleq \mathcal{F}_3\left[y(t_1,t_2,t_3)\right] = \int\int\int y(t_1,t_2,t_3)e^{-j2\pi(f_1t_1+f_2t_2+f_3t_3)}dt_1dt_2dt_3 \qquad (46)$$

è facile mostrare che:

$$x(t_1,t_2,t_3) * y(t_1,t_2,t_3) = \mathcal{F}_3^{-1}\left[X(f_1,f_2,f_3)Y(f_1,f_2,f_3)\right] \qquad (47)$$

dove i simboli $\mathcal{F}_3[\cdot]$ e $\mathcal{F}_3^{-1}[\cdot]$ denotano rispettivamente gli operatori di trasformazione e antitrasformazione tridimensionale di Fourier.

Si può applicare la relazione precedente per ottenere una espressione dei $\rho_{I,JJ}^{(\sigma)}$ nel dominio della frequenza. Ponendo:

$$x(t_1,t_2,t_3) \triangleq h'(t_1)\delta(t_1-t_2)\delta(t_1-t_3) \qquad (48)$$

$$y(t_1,t_2,t_3) \triangleq p(t_1)p(t_2)p^*(t_3) \qquad (49)$$

le rispettive trasformate di Fourier risultano:

$$\begin{aligned} X(f_1,f_2,f_3) &= \int\int\int h'(t_1)\delta(t_1-t_2)\delta(t_1-t_3)e^{-j2\pi(f_1t_1+f_2t_2+f_3t_3)}dt_1dt_2dt_3 \\ &= \int h'(t_1)e^{-j2\pi(f_1+f_2+f_3)t_1}dt_1 = H'(f_1+f_2+f_3) \end{aligned} \qquad (50)$$

$$\begin{aligned} Y(f_1,f_2,f_3) &= \int\int\int p(t_1)p(t_2)p^*(t_3)e^{-j2\pi(f_1t_1+f_2t_2+f_3t_3)}dt_1dt_2dt_3 \\ &= P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3) \end{aligned} \qquad (51)$$

Dalla definizione (8) la funzione $\rho(t_1,t_2,t_3)$ può essere interpretata come convoluzione multipla di $x(t_1,t_2,t_3)$ e $y(t_1,t_2,t_3)$, infatti:

$$\begin{aligned} \rho(t_1,t_2,t_3) &= x(t_1,t_2,t_3) * y(t_1,t_2,t_3) = \\ &= \int\int\int h'(\beta)\delta(\beta-\alpha)\delta(\beta-\gamma)p(t_1-\beta)p(t_2-\alpha)p^*(t_3-\gamma)d\beta d\alpha d\gamma \\ &= \int h'(\beta)p(t_1-\beta)p(t_2-\beta)p^*(t_3-\beta)d\beta \end{aligned} \qquad (52)$$

da cui l'espressione cercata per i $\rho_{I,JJ}^{(\sigma)}$ risulta:

$$\rho_{l,j,i}^{(\sigma)} = x(t_1,t_2,t_3) * y(t_1,t_2,t_3)\Big|_{t_1=l\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_2=j\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_3=l\frac{T}{\sigma}+t_0}$$
$$= \mathcal{F}_3^{-1}\left[H'(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3)\right]_{t_1=l\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_2=j\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_3=l\frac{T}{\sigma}+t_0} \qquad (53)$$

Il prodotto che compare tra [.] nella (53) è la funzione da antitrasformare, indicata con la lettera Γ per chiarezza di notazione e qui di seguito riportata:

$$\Gamma(f_1,f_2,f_3) \triangleq \mathcal{F}_3\left[\rho(t_1,t_2,t_3)\right] = H'(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3) \qquad (54)$$

La (54) è ottenibile dalle funzioni di trasferimento P(f), H(f) e R(f) dei rispettivi blocchi che compongono il canale complessivo, le quali sono note o facilmente ricavabili durante la fase di ingegnerizzazione del ricevitore RIC; di conseguenza la (53) è direttamente calcolabile dalla (54) operando analogamente a come era stato indicato per l'antitrasformazione (43).

A tutti gli effetti appare logico definire la $\Gamma(f_1,f_2,f_3)$ come "funzione di trasferimento del terzo ordine" dell'intero canale trasmissivo, per analogia con la F(f).

Sovente nel campo delle radiotrasmissioni, in particolare dei ponti radio, le caratteristiche di propagazione del mezzo trasmissivo MTRAS di fig.1 sono descrivibili mediante un modello analitico detto "canale di Rummler". Una trattazione esauriente dell'argomento appare in molti testi sulle comunicazioni radio, ed in particolare in un articolo di W. D. Rummler, intitolato: "A NEW SELECTIVE FADING MODEL: APPLICATION TO PROPAGATION DATA", pubblicato dalla rivista Bell System Technical Journal, vol. 58, pp. 1037-1071, May-June 1979. Dalla bibliografia citata risulta che la risposta impulsiva h(t) e la funzione di trasferimento H(f) del canale di Rummler sono espresse dalle seguenti realazioni:

$$h(t) = a\left[\delta(t) - be^{j2\pi f_n \tau}\delta(t-\tau)\right] \qquad (55)$$

$$H(f) = a\left[1 - be^{-j2\pi(f-f_n)\tau}\right] \qquad (56)$$

dove: a è l'attenuazione selettiva, b è l'ampiezza del raggio riflesso, f_n è la frequenza di notch, che con il ritardo di eco τ caratterizzano tale canale. I metodi di misura di detti parametri sono noti al Tecnico del ramo. Applicando la (56) alla relazione (3) che definisce h'(t), si ottiene:

$$h'(t) = h(t) * r(t) = ar(t) - abe^{j\phi} r(t-\tau) \qquad (57)$$

in cui si è posto:

$$\phi \triangleq 2\pi f_n \tau \qquad (58)$$

Alla (57) corrisponde una funzione di trasferimento:

$$H'(f) = H(f)R(f) = aR(f) - abe^{j\phi} R(f) e^{-j2\pi f\tau} \qquad (59)$$

Sostituendo la (59) nelle (43) e (53) si ottengono le seguenti espressioni:

$$f_n^{(\sigma)} = \mathcal{F}^{-1}\left[aR(f)P(f) - abe^{j\phi} R(f)P(f)e^{-j2\pi f\tau}\right]_{t=n\frac{T}{\sigma}+t_0} \qquad (60)$$

$$\rho_{l,j,j}^{(\sigma)} = \mathcal{F}_3^{-1}\left[aR(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3) - abe^{j\phi} R(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3)e^{-j2\pi(f_1+f_2+f_3)\tau}\right]_{t_1=l\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_2=j\frac{T}{\sigma}+t_0,\, t_3=l\frac{T}{\sigma}+t_0} \qquad (61)$$

che consentono di calcolare i valori numerici dei campioni $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{l,j,j}^{(\sigma)}$. Dalle (60) e (61) si vede che nel canale di Rummler la funzione di trasferimento del primo ordine è:

$$F(f) = \left[aR(f)P(f) - abe^{j\phi} R(f)P(f)e^{-j2\pi f\tau}\right] \qquad (60.bis)$$

e quella del terzo ordine:

$$\Gamma(f_1,f_2,f_3) = \left[aR(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3) - abe^{j\phi} R(f_1+f_2+f_3)P(f_1)P(f_2)P^*(-f_3)e^{-j2\pi(f_1+f_2+f_3)\tau}\right] \qquad (61.bis)$$

In vista di quanto verrà detto tra breve, è doveroso far notare che i campioni $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{l,j,j}^{(\sigma)}$ rispettivamente calcolati dalle (43) e (53), o dalle (60) e (61), sono esenti da interferenza dovuta alle sovrapposizioni spettrali (aliasing) che potrebbero invece

verificarsi qualora le F(f) e $\Gamma(f_1,f_2,f_3)$, ai fini dell'antitrasformazione, venissero campionate entro intervalli di frequenze più stretti della banda entro cui le stesse risultano definite. Si può infatti dimostrare che: detto Δf_{def} l'intervallo di definizione di F(f) e $\Delta f_{1\text{-}def}$, $\Delta f_{2\text{-}def}$, $\Delta f_{3\text{-}def}$ gli intervalli di definizione di $\Gamma(f_1,f_2,f_3)$, che costituiscono un cubo nello spazio delle frequenze, questi intervalli sono tutti identicamente limitati dalla larghezza di banda del filtro di trasmissione FTRAS di fig.1. A causa di ciò, e dell'eccesso di banda di detto filtro, si avrà:

$$F(f) = \Gamma(f_1,f_2,f_3) = 0 \text{ per } f_l \notin \left[-\frac{1+\alpha}{2T};\frac{1+\alpha}{2T}\right] \text{ con } \alpha \le 1 \quad (62)$$

da cui: $\Delta f_{def} = \Delta f_{1\text{-}def} = \Delta f_{2\text{-}def} = \Delta f_{3\text{-}def} = \frac{1+\alpha}{T}$. Poiché queste funzioni sono campionate entro i seguenti intervalli:

$$f, f_l \in \left[-\frac{\sigma}{2T};\frac{\sigma}{2T}\right] \quad (63)$$

di ampiezza $\Delta f, \Delta f_l = \frac{\sigma}{T}$ chiaramente superiore a $\frac{1+\alpha}{T}$, essendo $\sigma > 1+\alpha$ per quanto si era detto parlando del filtro di ricezione, resta così giustificata la precedente asserzione sull'assenza di sovrapposizioni spettrali nell'antitrasformazione.

Dalle (43) e (53) è possibile conoscere le rispettive lunghezze di dispersione del canale sovracampionato; allo scopo occorre preventivamente stabilre una soglia di significatività per i valori calcolati, dopodiché le suddette lunghezze sono date dal numero di campioni compresi in rispettivi intervalli oltre i cui confini il loro modulo è sempre inferiore al valore di soglia. Un fatto rimarchevole che risulta dai calcoli è che, i valori delle due lunghezze di dispersione relativi ai campioni lineari e cubici sono sempre dello stesso ordine, per cui si può parlare di un'unica lunghezza di dispersione del canale.

Una volta nota la lunghezza di dispersione σL, diventa quindi possibile dimensionare correttamente l'hardware digitale del ricevitore, determinare le M^{L+1} transizioni, e da queste calcolare le σM^{L+1} costanti ingegnerizzabili $z'_{k\sigma+\eta}(\xi)$ che forniscono le σM^{L+1} metriche parziali di ramo λ'_η. Per quanto concerne il calcolo delle $z'_{k\sigma+\eta}(\xi)$ occorre ricordare che gli $f^{(\sigma)}_{n\sigma+\eta}$ e $\rho^{(\sigma)}_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,i\sigma+\eta}$ sono campioni ottenuti ordinando entro σ classi modulo σ i campioni $f^{(\sigma)}_n$ e $\rho^{(\sigma)}_{l,j,i}$ estratti con cadenza $\frac{\sigma}{T}$ dai termini del primo e terzo ordine della risposta dell'intero canale trasmissivo, valutata come appena descritto, durante la fase di ingegnerizzazione del ricevitore RIC.

Vi sono ora alcune osservazioni in merito al calcolo dei parametri $f^{(\sigma)}_n$ e $\rho^{(\sigma)}_{l,j,i}$. In primo luogo esiste una simmetria dei parametri $\rho^{(\sigma)}_{l,j,i}$ rispetto alla permutazione degli indici, qualora la risposta impulsiva in banda base p(t) del filtro di trasmissione FTRAS di fig.1 sia una funzione reale. In questo caso P(f) gode di simmetria Hermitiana ed è evidente dalla (54), o dalla (61.bis), che l'espressione di $\Gamma(f_1,f_2,f_3)$ è invariante alla permutazione delle tre variabili f_i. Tale proprietà di simmetria viene conservata per gli indici i,,j,l, nell'antitrasformazione, e per questo motivo è sufficiente determinare i valori dei soli parametri $\rho^{(\sigma)}_{l,j,i}$ per $i \le j \le l$, con un notevole risparmio nei calcoli.

Una seconda osservazione riguarda la fase di ingegnerizzazione del ricevitore, e più precisamente i mezzi da impiegare per la determinazione delle costanti $z'_{k\sigma+\eta}$ tramite la (20). Tenendo conto di tutto quanto è stato finora detto a riguardo e scegliendo, a titolo di esempio, il modello di Rummler per descrivere il canale, occorre predisporre dei mezzi idonei a valutare: l'attenuazione selettiva a, l'ampiezza del raggio riflesso b, la frequenza di notch f_n,, ed il ritardo di eco τ che caratterizzano tale

canale. I suddetti mezzi sono noti al tecnico del ramo, come pure le modalità d'impiego degli stessi. Dopodiché occorre conoscere la banda B del segnale demodulato, onde determinare correttamente la risposta in frequenza R(f) del filtro di ricezione ed il fattore di sovracampionamento. La banda B del segnale demodulato è determinabile una volta nota la risposta in frequenza del filtro di trasmissione P(f), l'ordine n del polinomio che approssima le caratteristiche AM/AM e AM/PM della non linearità, e la risposta in frequenza del canale H(f). La P(f) è normalmente fornita dal costruttore del trasmettitore in base alla frequenza di simbolo, o è stabilita dalle normative in merito al sistema di trasmissione di cui il ricevitore fa parte, pertanto essa è nota. La R(f) può essere di tipo a radice di coseno rialzato, come è in genere è la P(f), con roll-off β stabilito con i criteri già visti. Con ciò sono completate tutte le informazioni necessarie alla determinazione, tramite le (60.bis) e (61.bis), dei termini di primo e terzo ordine della funzione di trasferimento complessiva del canale. A questo punto è necessario predisporre un calcolatore di potenza adeguata per il calcolo delle relative antitrasformate mediante le (60) e (61) che portano alla determinazione dei valori numerici dei campioni $f_n^{(\sigma)}$ e $\rho_{i,j,l}^{(\sigma)}$, e da qui alla loro suddivisione entro le σ classi modulo σ.

Il calcolo delle $z'_{k\sigma+\eta}$ mediante la (20) richiede inoltre la determinazione delle costanti complesse γ_1 e γ_3 che rientrano nei coefficienti del polinomio che approssima la non linearità del canale. Per questo si possono applicare i metodi di calcolo già illustrati partendo dalle caratteristiche di distorsione AM/AM e AM/PM del dispositivo di potenza, fornite anche queste dal costruttore del trasmettitore. E' evidente che quando tutte le apparecchiature del sistema di comunicazione sono fornite da un unico fabbricante, come nel caso della richiedente, i calcoli di cui sopra sono grandemente facilitati. Da ultimo occorre calcolare tutte le M^{L+1} combinazioni di simboli

a_k, a_{k-1}, ... a_{k-L} che definiscono le transizioni di stato del ricevitore, e utilizzare le stesse per completare il calcolo di tutte le σM^{L+1} costanti $z'_{k\sigma+\eta}$. Per questo è possibile sfruttare il calcolatore già predisposto, che consente inoltre di memorizzare su supporto magnetico il set completo delle costanti $z'_{k\sigma+\eta}$. La fase di ingegnerizzazione viene ultimata predisponendo dei mezzi idonei a trasferire le suddette costanti nel firmware del ricevitore.

Il complesso delle informazioni finora fornite rende facilmente modificabile l'architettura del ricevitore di fig.3 nel caso in cui la non linearità del canale fosse descritta da un polinomio comprendente anche il termine del secondo ordine, e/o eventuali termini di ordine superiore al terzo, oppure il solo termine del secondo ordine. In tal caso continuerebbero a valere le condizioni che definisconoil filtro FRIC, come pure la scelta del parametro σ che definisce la frequenza di campionamento. Nel caso in cui $n > 3$ aumenta ovviamente il numero delle sottosequenze uscenti dai blocchi DMX(ξ) ma le modalità di calcolo delle costanti ingegnerizzabili memorizzate nei blocchi 2 sarebbero simili a quelle già illustrate.

Italtel spa
"I mandatario
Ottorello Giustini

RIVENDICAZIONI

1. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli trasmessi su canali di comunicazione che includono elementi con caratteristica di trasferimento non lineare tale per cui il segnale trasferito è descrivibile analiticamente mediante un polinomio di ordine n dei simboli trasmessi, a coefficienti tempo-varianti, **caratterizzato dal fatto che comprende:**

- una fase iniziale e unica in cui, per ciascuna delle possibili transizioni (ξ) tra stati localmente definiti da L simboli precedenti un simbolo attuale, viene calcolato un rispettivo gruppo di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) sulla base di misure di grandezze trasmissive di detti canali di comunicazione, note o misurabili, i suddetti gruppi essendo associati ad altrettanti rami di un diagramma a traliccio, detto in seguito trellis, raffiguranti l'evoluzione temporale di tutte le possibili dette transizioni di stato (ξ); e
- una elaborazione sul segnale ricevuto comprendente le seguenti fasi: **a)** demodulazione del segnale ricevuto; **b)** filtraggio passa basso del segnale demodulato (s(t)) mediante un filtro di ricezione (FRIC) avente funzione di trasferimento R(f) non nulla entro una banda B di detto segnale demodulato, e nulla per $|f| \geq W$, dove W è una banda arbitrariamente scelta maggiore, o uguale, a detta banda B; **c)** sovracampionamento del segnale filtrato (z(t)) ad una frequenza di σ volte quella di simbolo $\frac{1}{T}$, ottenendo σ campioni (z_k) entro ciascun intervallo di simbolo T, dove σ è un fattore di sovracampionamento scelto in modo da rispettare la condizione $\frac{\sigma}{T} \geq B + W$; **d)** calcolo per ciascun detto ramo di σ metriche parziali di

ramo (λ'_η), ciascuna metrica parziale essendo ottenuta come funzione della differenza tra uno dei σ detti campioni (z_k) e una corrispondente costante complessa ($z'_{k\sigma+\eta}$) appartenente ad un detto gruppo associato al ramo; **e)** calcolo di corrispondenti metriche di ramo (λ_η) del trellis come funzione di dette metriche parziali di ramo (λ'_η); **f)** stima a massima verosimiglianza della sequenza di simboli trasmessa ($\{\hat{a}_k\}$), mediante l'algoritmo di Viterbi, noto al tecnico del ramo.

2. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che in detta fase **d)** i detti σ campioni (z_k) ottenuti ad ogni intervallo di simbolo T sono demultiplati entro altrettante σ sottosequenze ($z_{k\sigma+\eta}$), a frequenza di simbolo.

3. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo le rivendicazioni 1 o 2, caratterizzato dal fatto che in detta fase **e)** le dette metriche di ramo (λ_η) del trellis sono ottenute sommando le rispettive dette metriche parziali di ramo (λ'_η);

4. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo le rivendicazioni 1 o 2, caratterizzato dal fatto che detta fase iniziale e unica comprende le seguenti sottofasi:

- valutazione delle dette grandezze trasmissive e calcolo di funzioni di dette grandezze caratterizzanti l'intero canale di comunicazione;
- calcolo e memorizzazione di tutte le combinazioni di L+1 simboli, indicative di altrettante dette transizioni di stato (ξ) associate a rispettivi detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$);
- calcolo di seconde costanti complesse che ottimizzano detta descrizione analitica polinomiale di detta caratteristica di trasferimento non lineare;

- calcolo dell'antitrasformata veloce di Fourier delle dette funzioni caratterizzanti il canale di comunicazione, ottenendo gruppi di campioni di corrispondenti parametri di dispersione della risposta impulsiva dell'intero canale di comunicazione, distanziati di $\frac{T}{\sigma}$, essendo T l'intervallo di simbolo;
- ordinamento dei campioni di ciascun detto gruppo di campioni dei parametri di dispersione entro σ classi modulo σ;
- calcolo e memorizzazione di detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$), sulla base di dette transizioni di stato (ξ), di detti campioni ordinati, e di dette seconde costanti complesse.

5. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che il detto numero L, noto anche come lunghezza di dispersione del canale, è ottenuto dividendo per σ il numero di campioni di uno qualunque di detti parametri di dispersione che risultano compresi entro un prestabilito intervallo di significatività.

6. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) sono calcolati mediante la seguente espressione:

$$z'_{k\sigma+\eta}(a_{k-L} \dots a_k) = \gamma_1 \sum_{n=0}^{L} f_{n\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-n} + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_{i=0}^{L}\sum_{j=0}^{L}\sum_{l=0}^{L} \rho_{i\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}^{(\sigma)} a_{k-i} a_{k-j} a_{k-l}^{*}$$

dove:

- γ_1 e γ_3 sono le dette seconde costanti complesse;
- a_{k-n}, a_{k-i}, a_{k-j}, a_{k-l} sono simboli dell'alfabeto utilizzato in trasmissione, appartenenti a dette transizioni (ξ);



- k = 0, 1, ... N+L;
- η = 0, 1, ... (σ-1) è un indice che individua le dette costanti complesse $z'_{k\sigma+\eta}$ entro i rispettivi detti gruppi, ed i detti campioni ordinati dei corrispondenti parametri di dispersione $f^{(\sigma)}_{n\sigma+\eta}$ e $\rho^{(\sigma)}_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta}$ entro le rispettive dette classi modulo σ.

7. Procedimento di ricezione di sequenze di simboli secondo una qualunque delle rivendicazioni da 1 a 6, caratterizzato dal fatto che detta funzione di trasferimento R(f) ha le seguenti proprietà:

- $|R(f)|^2$ soddisfa il primo criterio di Nyquist per l'assenza di interferenza intersimbolica, con simmetria vestigiale intorno alla frequenza σ/2T;
- R(f) è nulla per $|f| \geq W$, dove W è posta uguale a $\frac{1+\beta}{2T}\sigma$, essendo $\beta \leq 1$ un opportuno fattore di eccesso di banda;
- $|R(f)|^2$ è costante in una banda $\frac{1-\beta}{2T}\sigma$; pari ad almeno il valore di detta banda B, a meno del rumore.

8. Ricevitore di sequenze di simboli trasmessi su canali di comunicazione che includono elementi con caratteristica di trasferimento non lineare tale per cui il segnale trasferito è descrivibile analiticamente mediante un polinomio di ordine n dei simboli trasmessi, a coefficienti tempo-varianti, **caratterizzato dal fatto che comprende:**

- mezzi di memorizzazione permanente (2) di gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) associati ad altrettanti rami di un diagramma a traliccio, detto in seguito trellis, raffiguranti l'evoluzione temporale di tutte le possibili transizioni (ξ) di uno stato definito da L simboli precedenti un simbolo attuale, le dette costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) essendo state calcolate durante una fase di ingegnerizzazione del ricevitore

sulla base di grandezze trasmissive, riferite ai detti canali di comunicazione, note o misurabili;

- mezzi di demodulazione del segnale ricevuto;
- mezzi di filtraggio passa basso (FRIC) del segnale demodulato (s(t)) aventi funzione di trasferimento R(f) non nulla entro una banda B di detto segnale demodulato, e nulla per $|f| \geq W$, dove W è una banda arbitrariamente scelta maggiore, o uguale, a detta banda B;
- mezzi di campionamento (SMP) del segnale filtrato (z(t)), operanti ad una frequenza di σ volte la frequenza di simbolo $\frac{1}{T}$, per l'ottenimento di σ campioni (z_k) entro ciascun intervallo di simbolo T;
- mezzi di calcolo (1, 3) di σ metriche parziali di ramo (λ'_η) per ciascun detto ramo, detti mezzi ottenendo ciascuna metrica parziale come funzione della differenza tra un detto campione (z_k) di detto segnale filtrato e una corrispondente costante complessa ($z'_{k\sigma+\eta}$) di detto gruppo associato;
- mezzi di elaborazione (4) di dette σ metriche parziali di ramo (λ'_η) per l'ottenimento di corrispondenti metriche di ramo (λ_ξ) del trellis;
- mezzi di stima a massima verosimiglianza (processore di Viterbi) della sequenza ($\{\hat{a}_k\}$) di simboli trasmessa, che scelgono tra dette metriche di ramo (λ_ξ) quelle per cui è minimo l'accumulo lungo un percorso tra rami sequenziali del trellis, ed utilizzano la transizione di stato (ξ) associata alla metrica scelta per indicare un simbolo attuale ricevuto con la minor probabilità di errore nella stima.

9. Ricevitore secondo la rivendicazione 8, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre mezzi di demultiplazione (DMX(ξ)) di detti campioni (z_k) entro σ sottosequenze ($z_{k\sigma+\eta}$) a frequenza di simbolo.

Intel spa
Delio Giustini

10. Ricevitore secondo le rivendicazioni 8 o 9, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di elaborazione di dette metriche parziali di ramo (λ'_{η}) sono costituiti da un sommatore (4) a σ ingressi.

11. Ricevitore secondo le rivendicazioni 8 o 9, caratterizzato dal fatto che per il calcolo di detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) sono utilizzati primi mezzi fuori linea per:

- valutare le grandezze trasmissive del canale e calcolare funzioni di dette grandezze caratterizzanti l'intero canale di comunicazione; e secondi mezzi fuori linea a calcolatore per:
- calcolare le combinazioni di L+1 simboli, indicative di altrettante dette transizioni di stato (ξ) associate a rispettivi detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$);
- calcolare seconde costanti complesse che ottimizzano detta descrizione analitica polinomiale di detta caratteristica di trasferimento non lineare;
- calcolare l'antitrasformata veloce di Fourier delle dette funzioni caratterizzanti il canale di comunicazione, ottenendo gruppi di campioni di corrispondenti parametri di dispersione della risposta impulsiva dell'intero canale di comunicazione, distanziati di $\frac{T}{\sigma}$, essendo T l'intervallo di simbolo;
- ordinare i campioni di ciascun detto gruppo di campioni dei parametri di dispersione entro σ classi modulo σ;
- calcolare e memorizzare i detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) sulla base di dette transizioni di stato (ξ), di detti campioni ordinati, e di dette seconde costanti complesse;
- trasferire i detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) entro il firmware di detto ricevitore.

12. Ricevitore secondo la rivendicazione 11, caratterizzato dal fatto che il detto numero L, noto anche come lunghezza di dispersione del canale, è ottenuto dividendo per σ il numero di campioni di uno qualunque di detti parametri di dispersione che risultano compresi entro un prestabilito intervallo di significatività.

13. Ricevitore secondo la rivendicazione 12, caratterizzato dal fatto che i detti mezzi che calcolano detti gruppi di σ costanti complesse ($z'_{k\sigma+\eta}$) utilizzano la seguente espressione:

$$z'_{k\sigma+\eta}(a_{k-L} \dots a_k) = \gamma_1 \sum_{n=0}^{L} f^{(\sigma)}_{n\sigma+\eta} a_{k-n} + \frac{3}{4}\gamma_3 \sum_{l=0}^{L}\sum_{j=0}^{L}\sum_{l=0}^{L} \rho^{(\sigma)}_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta} a_{k-l} a_{k-j} a^{*}_{k-l}$$

dove:

- γ_1 e γ_3 sono le dette seconde costanti complesse;
- a_{k-n}, a_{k-i}, a_{k-j}, a_{k-l} sono simboli dell'alfabeto utilizzato in trasmissione appartenenti a dette transizioni (ξ);
- k = 0, 1, ... N+L;
- η = 0, 1, ... (σ-1) è un indice che individua le dette costanti complesse $z'_{k\sigma+\eta}$ entro i rispettivi detti gruppi, ed i campioni ordinati dei detti corrispondenti parametri di dispersione $f^{(\sigma)}_{n\sigma+\eta}$ e $\rho^{(\sigma)}_{l\sigma+\eta,j\sigma+\eta,l\sigma+\eta}$ entro le rispettive dette classi modulo σ.

14. Ricevitore secondo una qualunque delle rivendicazioni da 8 a 13, caratterizzato dal fatto che detta funzione di trasferimento R(f) dei detti mezzi di filtraggio passa basso (FRIC) ha le seguenti proprietà:

- $|R(f)|^2$ soddisfa il primo criterio di Nyquist per l'assenza di interferenza intersimbolica, con simmetria vestigiale intorno alla frequenza σ/2T;
- R(f) è nulla per $|f| \geq W$, dove W è posta uguale a $\frac{1+\beta}{2T}\sigma$, essendo $\beta \leq 1$ un

opportuno fattore di eccesso di banda;

– $|R(f)|^2$ è costante in una banda $\frac{1-\beta}{2T}\sigma$, pari ad almeno il valore di detta banda B,

a meno del rumore.

Italtel spa

Il mandatario

Dello Giustino

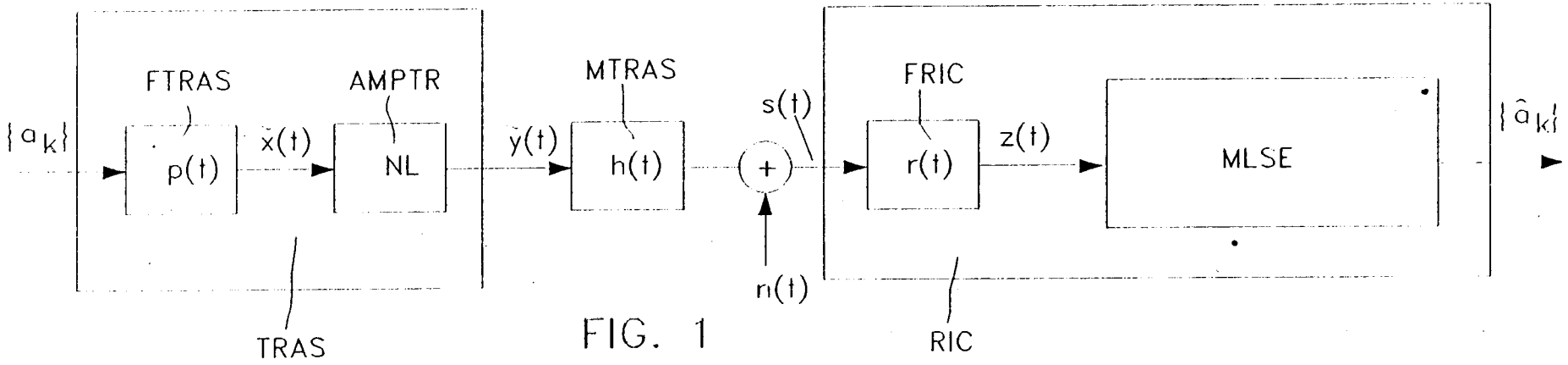


FIG. 1

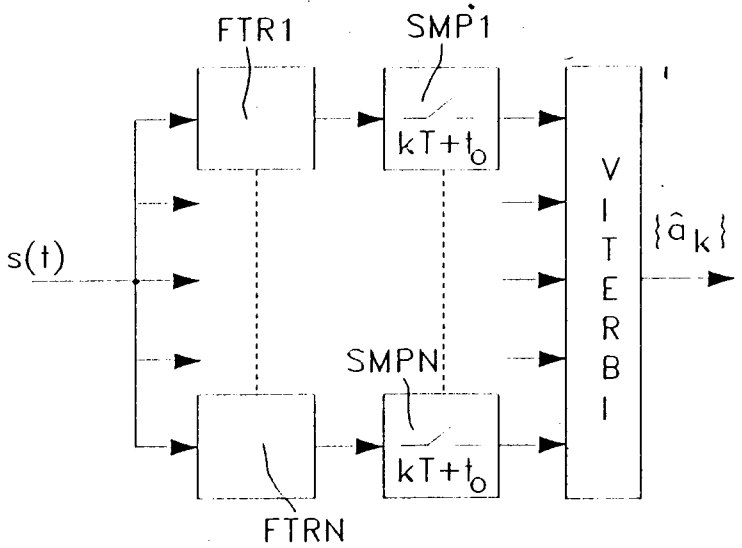


FIG. 2

MI 97A 1299

Italtel spa

MI 97 A 1299

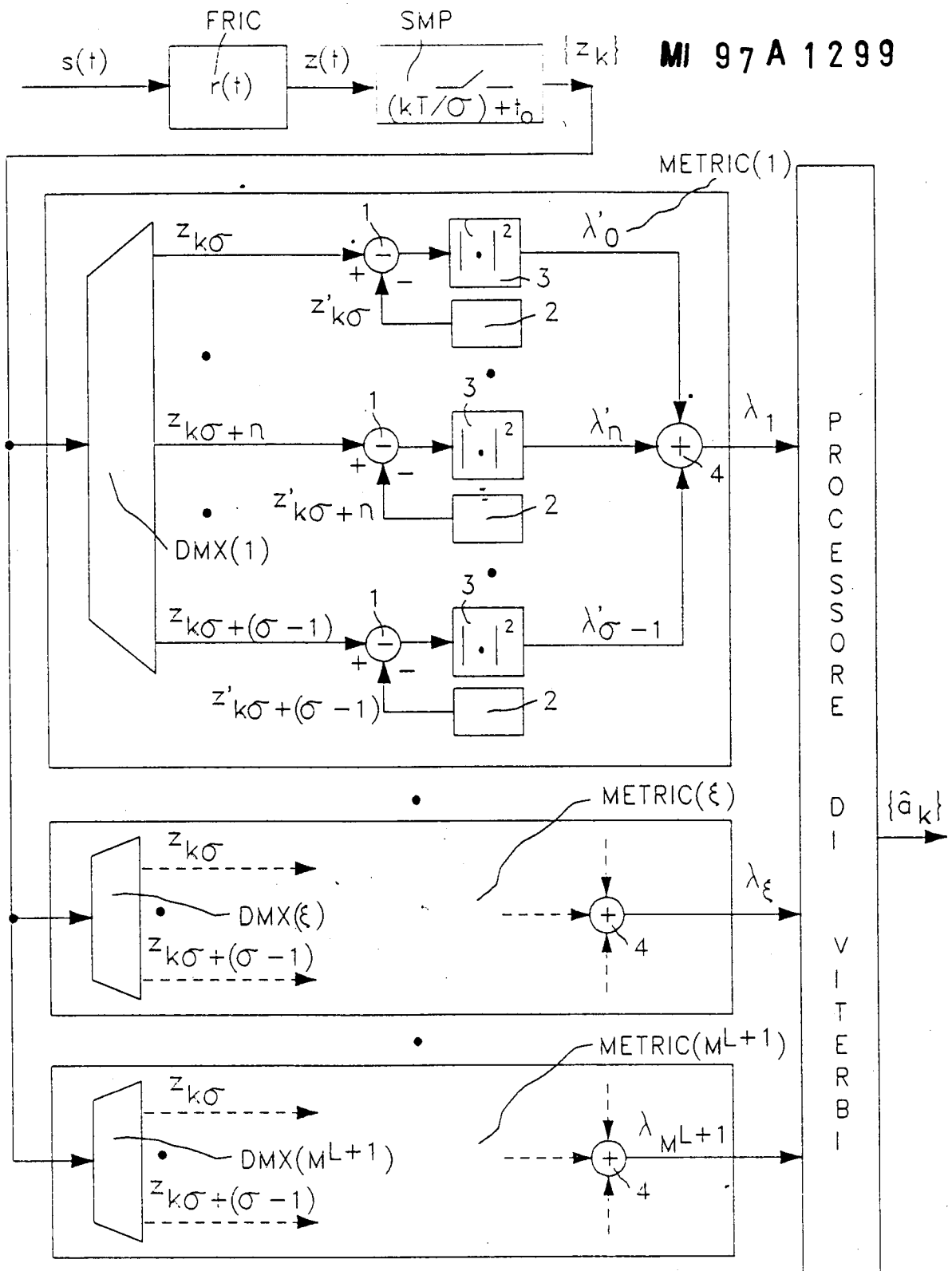


FIG. 3

Italtel spa

Dott. Ing. Mario Gilardini