



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

UTBM

DOMANDA NUMERO	101996900551787
Data Deposito	25/10/1996
Data Pubblicazione	25/04/1998

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	N		

Titolo

PROCEDIMENTO E APPARATO DI RICEZIONE DI SEGNALI NUMERICI IN MULTIPLEX
CODIFICATO E DIVISIONE DI FREQUENZE.

DESCRIZIONE dell'Invenzione Industriale dal titolo:

"Procedimento e apparato di ricezione di segnali numerici in multiplex codificato a divisione di frequenza"

a nome: **RAI Radiotelevisione Italiana S.p.A.**, di nazionalità italiana, con sede in viale Mazzini, 14, 00195 Roma.

Inventori designati: ing. Vittoria MIGNONE, di nazionalità italiana, residente in via Cottolengo 51/2, 10048 Vinovo (TO) e ing. Alberto MORELLO, di nazionalità italiana, residente in corso Re Umberto 97, 10136 Torino.

Depositata il **25 OTT 1996** al No. **T096A000864**

ANTEFATTO DELL'INVENZIONE

L'invenzione riguarda un nuovo procedimento e apparato per la ricezione di segnali numerici trasmessi con modulazione in multiplex codificato a divisione di frequenza, ovvero multi-portante, noto come C-OFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). L'invenzione è destinata ad essere applicata soprattutto, benché non esclusivamente, alla ricezione di segnali audio e video numerici, e in particolare a quelli trasmessi secondo lo standard europeo ETSI ETS 300 744, "*Digital broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*" (in seguito indicato per semplicità con la sigla DVB-T, Digital Video Broadcasting - Terrestrial).

Un'esposizione della modulazione OFDM si trova per esempio in S.B. Weinstein, P.M. Ebert, *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform*, IEEE Transactions on Communications, COM-19(5), pp. 628-634, Ottobre 1971.

Come noto, nella modulazione C-OFDM si trasmettono, in multiplazione di

dr. Ing. C. Spandonari

frequenza, centinaia o migliaia di portanti numeriche a banda stretta e a basso bit-rate, le quali sono modulate in ampiezza e fase in modo da far corrispondere le componenti elementari dei simboli OFDM a punti prestabiliti del piano ampiezza - fase. L'insieme dei punti costituisce una cosiddetta "costellazione". Si adottano tipicamente costellazioni di 4, 16, o 64 punti, ad esempio quelle note come QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Una rappresentazione grafica della costellazione 16-QAM è riportata in Figura 1, dove I e Q sono le componenti in fase e quadratura di una portante, ed i punti segnati sono i 16 stati della modulazione riconosciuti come appartenenti alla costellazione, e corrispondenti a rispettive componenti elementari dei simboli OFDM (per esempio i numeri da 1 a 16 ovvero le 16 combinazioni possibili di 4 bit). In sostanza le migliaia di bit di cui è costituito un simbolo OFDM vengono suddivise in gruppi o componenti elementari di 4 bit e ogni componente viene associata ad uno stato della costellazione. Con riferimento alla Figura 1, il segnale $\underline{x}(n,k)$ (dove la sottolineatura indica che si tratta di un vettore complesso), che corrisponde a una componente elementare del simbolo OFDM, può quindi essere rappresentato dalla formula:

$$\underline{x}(n,k) = A(n,k) e^{j\Phi(n,k)}$$

dove $\Phi(n,k)$ è l'informazione di fase e $A(n,k)$ è l'informazione d'ampiezza, e $\underline{x}(n,k)$ appartiene ad esempio a una delle costellazioni QPSK, 16-QAM, 64-QAM. La variabile n è una variabile tempo-discreta che indica il simbolo OFDM considerato e k è una variabile frequenza-discreta corrispondente all'indice della portante C-OFDM cui si riferisce.

Per generare l' n -esimo simbolo OFDM da trasmettere, il modulatore esegue la trasformata discreta di Fourier inversa (IFFT) su N vettori complessi $\underline{x}(n,k)$ ($k = 0, \dots, N-1$), alcuni dei quali sono nulli per facilitare le operazioni di filtraggio.

Analogamente il demodulatore esegue la trasformata discreta di Fourier (FFT) sul segnale ricevuto per demodulare contemporaneamente le N sotto-portanti di cui il segnale OFDM è composto. La frequenza di campionamento f_c del segnale nel dominio del tempo (spesso normalizzata a 1 per semplicità) è tale da generare N campioni nel tempo di simbolo OFDM utile T_u , e pertanto $T_u = N/f_c$, dove N è il numero di campioni su cui viene eseguita la trasformata di Fourier.

Nell'OFDM si garantisce l'assenza di interferenza (ovvero l'ortogonalità) tra le portanti scegliendo una distanza in frequenza tra di esse che sia pari alla velocità di segnalazione (symbol-rate) utile $1/T_u$. La durata di simbolo T_u è molto elevata, perché il flusso di bit totale del simbolo è suddiviso fra le molte portanti trasmesse in parallelo, e pertanto le singole portanti occupano una porzione dello spettro molto ridotta. Questo rende la modulazione OFDM molto robusta in presenza di evanescenza (*frequency selective fading*) prodotta dagli echi sul canale di propagazione terrestre. Nel caso di canale lineare selettivo in frequenza, la risposta in frequenza del canale $\underline{H}(f)$ al simbolo n -esimo può essere approssimata nell'intorno delle singole portanti OFDM da una successione di tratti $\underline{H}(n,k)$ costanti e pertanto non distorcenti:

$$\underline{H}(n,k) = H(n,k)e^{j\theta}$$

Nel diagramma di Figura 2 è riportata in ordinate la frequenza f e in ascisse il valore assoluto o ampiezza $H(n,k)$ della funzione di trasferimento di un canale trasmissivo tipico. L'intervallo di frequenza B è la banda complessiva della trasmissione C-OFDM.

In molti casi le $\underline{H}(n,k)$ sono sostanzialmente costanti anche al variare di n (cioè per simboli OFDM successivi), per esempio in caso di trasmissioni televisive terrestri a ricevitori stazionari. Invece in presenza di oggetti in movimento in

dr. ing. C. Spandonari

prossimità dell'antenna e nel caso di ricevitori mobili la curva della Figura 2 si evolve nel tempo, talvolta molto rapidamente.

Inoltre, per assicurare l'insensibilità agli echi, il sistema C-OFDM inserisce un intervallo di guardia di durata $T_g = M/f_c$ tra un simbolo ed il successivo, costituito da M campioni non utilizzati dal ricevitore, per evitare che simboli adiacenti interferiscano mutuamente (ISI, Interferenza intersimbolica). Pertanto la durata totale di un simbolo, pari a T_s , è la somma della durata del simbolo utile T_u e dell'intervallo di guardia T_g . L'inserimento di lunghi intervalli di guardia permette al sistema di operare in presenza di echi molto ritardati (ad esempio di alcune decine o centinaia di microsecondi), tuttavia richiede di adottare una durata di simbolo T_u elevata, per mantenere una buona efficienza trasmissiva. Dato che la spaziatura fra le portanti C-OFDM è $1/T_u$, al crescere di T_u diminuisce la spaziatura fra le portanti, ed aumenta il numero delle portanti C-OFDM a parità della banda occupata dal segnale.

Il segnale elementare complesso ricevuto $\underline{y}(n,k)$ (dopo traslazione in banda base e demodulazione tramite FFT) è una replica del segnale trasmesso moltiplicato per la risposta in frequenza del canale e sommato a una componente di rumore gaussiano bianco a banda stretta $\underline{n}(n,k)$. Il segnale complesso ricevuto è quindi:

$$\underline{y}(n,k) = \underline{x}(n,k) \cdot \underline{H}(n,k) + \underline{n}(n,k) = A(n,k) \cdot H(n,k) \cdot e^{j[\Phi(n,k) + \Theta(n,k)]} + \underline{n}(n,k)$$

La demodulazione coerente prevede l'equalizzazione del segnale ricevuto, secondo la regola:

$$\underline{z}(n,k) = \underline{y}(n,k) / \hat{\underline{H}}(n,k) = A(n,k) \cdot e^{j[\Phi(n,k)]} + \underline{v}(n,k)$$

dove $\underline{v}(n,k) = \underline{n}(n,k) / \hat{\underline{H}}(n,k)$.

Tale procedimento richiede che il ricevitore elabori una stima (indicata dal

dr. ing. C. Spandonari

simbolo $\hat{H}(n,k)$ della risposta in frequenza del canale $H(n,k)$. Per fare ciò è necessario conoscere una stima affidabile $\hat{x}(n,k)$ del segnale trasmesso e valutare $\hat{H}(n,k)$ come:

$$\hat{H}(n,k) = y(n,k) / \hat{x}(n,k) \quad (1)$$

Due sono le tecniche attualmente proposte per la stima della funzione di trasferimento del canale per segnali C-OFDM tramite la formula (1):

- l'una si basa sulla introduzione nel simbolo C-OFDM di un "pettine" di portanti pilota modulate (come illustrato in Figura 3, dove le caselle scure indicano le portanti pilota), costituite da vettori $x(n,k)$ noti al ricevitore;

- l'altra, denominata CD3-OFDM, utilizza il simbolo OFDM ricevuto al passo precedente, corretto, ri-codificato e ri-modulato, per ottenere una stima affidabile $\hat{x}(n,k)$ della sequenza trasmessa, e si basa, per l'avvio del processo di equalizzazione, su un simbolo noto trasmesso periodicamente (simbolo di riferimento, caselle scure in Figura 4).

Nel caso di sistema di ricezione utilizzando le portanti pilota (secondo la Figura 3), dal segnale ricevuto si estraggono le portanti pilota, e da esse si ricava tramite la formula (1) la stima $\hat{H}(n,k)$ della funzione di trasferimento del canale per quei valori di k corrispondenti a una portante pilota (sotto-campionamento di $\hat{H}(n,k)$ nel dominio della frequenza). Attraverso interpolazioni o filtraggi nel tempo e nella frequenza, oppure con una serie di anelli ad aggancio di fase (PLL), si ottiene la stima di $H(n,k)$ per tutti i valori di n e di k . Il sotto-campionamento nel tempo deve essere tale che il canale rimanga quasi-stazionario fra due stime successive, quello in frequenza deve garantire un numero di portanti pilota pari ad almeno N/M , al fine di equalizzare tutti gli echi con ritardi fino a T_g (Teorema del campionamento).

dr. Ing. C. Spandonari

La tecnica CD3-OFDM permette di ricavare una stima di $\underline{H}(n,k)$ per tutti i valori di k , secondo il seguente principio (Figura 5). Il segnale binario in uscita dal decodificatore FEC per la correzione degli errori viene ri-codificato, interlacciato, e ri-modulato dal modulatore M-QAM, con procedimento uguale a quello eseguito dal trasmettitore, per ottenere una stima affidabile $\hat{x}(n,k)$ della sequenza trasmessa. Il segnale così ricostruito viene utilizzato per stimare tramite la formula (1) la risposta in frequenza del canale, che viene poi filtrata nel dominio della frequenza e del tempo per ridurre gli effetti di rumore e stime errate di $\underline{x}(n,k)$.

Entrambe le tecniche sono state descritte nella domanda di brevetto italiana N TO95 A 000258, depositata il 5 aprile 1995 a nome della Richiedente; in V. Mignone, A. Morello, "CD3-OFDM: a novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers", IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, No. 9, Settembre 1996; e in V. Mignone, A. Morello, M. Visintin, "CD3-OFDM, a new channel estimation method to improve the spectrum efficiency in digital terrestrial television systems", IBC'95 Conference, Amsterdam.

In entrambi i metodi di equalizzazione precedentemente descritti si ipotizza che la risposta all'impulso del canale sia limitata nel tempo ad una durata pari all'intervallo di guardia T_g del segnale C-OFDM, e pertanto si sceglie di utilizzare un filtro (interpolatore nel caso del sistema utilizzando le portanti pilota) in frequenza a "larghezza di banda" T_f non superiore al valore dell'intervallo di guardia, nel primo caso per ridurre i fenomeni di aliasing dovuti al sotto-campionamento delle portanti pilota e in entrambi per ridurre gli effetti del rumore. Si noti che in questo caso vi è uno scambio del dominio del tempo e della frequenza rispetto ai filtri convenzionali, in quanto è la funzione di trasferimento del canale che diventa il segnale da filtrare, e che vale la seguente relazione:

dr. Ing. C. Spandonari

$$\mathcal{F}\{\mathcal{F}\{h(t)\}\} = \mathcal{F}\{H(f)\} = h(-t)$$

dove $\mathcal{F}\{\cdot\}$ indica la trasformata di Fourier dell'argomento. Pertanto la risposta all'impulso del canale $h(t)$ rappresenta, a meno di un ribaltamento rispetto all'asse delle ordinate, lo "spettro" di $H(f)$. Per semplicità di trattazione, il ribaltamento dell'asse dei tempi non verrà più indicato nel seguito.

Tali tecniche permettono pertanto di equalizzare segnali C-OFDM ogniqualvolta gli echi presenti sul canale di trasmissione vengano ricevuti con un ritardo rispetto al segnale principale minore dell'intervallo di guardia. Se la risposta all'impulso del canale (e quindi il ritardo degli echi) ha durata maggiore dell'intervallo di guardia si verificano i seguenti due fenomeni sul segnale ricevuto:

a) Le "code" del simbolo precedente non si esauriscono all'interno dell'intervallo di guardia e il segnale è affetto da interferenza intersimbolica ISI (Figura 6) e da interferenza fra le portanti (ICI).

b) Il processo di equalizzazione risulta degradato dall'imperfetta stima della funzione di trasferimento del canale e gli echi con ritardi maggiori dell'intervallo di guardia diventano per il ricevitore veri e propri segnali interferenti. Infatti, secondo la tecnica anteriore, in entrambi i metodi si valuta una stima della risposta in frequenza del canale mediante filtraggio con una "larghezza di banda" T_f pari all'intervallo di guardia e pertanto gli effetti degli echi al di fuori dell'intervallo di guardia sulla funzione di trasferimento del canale vengono stimati male dal filtro.

A causa dei suddetti fenomeni, i due metodi di equalizzazione rendono la ricezione molto critica in presenza di echi fuori dall'intervallo di guardia, e richiedono che questi siano associati a potenze molto ridotte rispetto al segnale utile, paragonabili a quelle del rumore o dei segnali interferenti incorrelati.

E' da notare che attualmente è stata approvata in Europa una norma per la

trasmissione televisiva su canali terrestri, indicata come DVB-T, che utilizza le portanti pilota ma è priva del simbolo di riferimento. Pertanto il sistema CD3-OFDM sopra descritto, con simbolo di riferimento nel segnale trasmesso, risulterebbe escluso dall'applicazione alla futura televisione numerica terrestre.

SCOPI DELL'INVENZIONE

Il procedimento di ricezione secondo l'invenzione ha quindi lo scopo principale di rendere più robusto il sistema di equalizzazione anche quando la risposta all'impulso del canale eccede la durata dell'intervallo di guardia.

Altro scopo dell'invenzione è di permettere al sistema di equalizzazione CD3-OFDM di funzionare anche quando il formato del segnale trasmesso non presenta un simbolo di riferimento trasmesso periodicamente (Figura 4), ma un pettine di portanti pilota (Figura 3), condizione che ad esempio si verifica nello standard DVB-T.

BREVE DESCRIZIONE DELL'INVENZIONE

I suddetti e altri scopi e vantaggi, quali risulteranno dal seguito della descrizione, vengono raggiunti dall'invenzione con un procedimento di ricezione di segnali numerici in modulazione C-OFDM avente le caratteristiche recitate nella rivendicazione 1.

L'invenzione prevede anche un apparato ricevitore incorporante i principi del suddetto procedimento, conforme alla rivendicazione 13.

BREVE DESCRIZIONE DEI DISEGNI

L'invenzione verrà ora descritta nel dettaglio in alcune sue realizzazioni preferite, date a titolo d'esempio non restrittivo, con riferimento ai disegni allegati, in cui:

la Figura 1 è una rappresentazione schematica della costellazione 16-QAM;

dr. Ing. C. Spandonari

la Figura 2 è un grafico della funzione di trasferimento di un esempio tipico di canale di trasmissione;

la Figura 3 rappresenta schematicamente la struttura del simbolo OFDM per il sistema DVB-T;

la Figura 4 rappresenta schematicamente la struttura di un simbolo OFDM per il sistema CD3-OFDM secondo il suddetto brevetto italiano N° TO95A 000258;

la Figura 5 è uno schema a blocchi di un ricevitore secondo la tecnica anteriore (principio CD3-OFDM);

la Figura 6 rappresenta l'effetto di un eco con ritardo rispetto al segnale principale che sia maggiore dell'intervallo di guardia;

la Figura 7 è un grafico rappresentante un esempio di risposta all'impulso con echi maggiori dell'intervallo di guardia T_g ;

la Figura 8 è un grafico simile alla Figura 7, nel caso di un sotto-campionamento della risposta in frequenza \underline{H} , con distanza in frequenza fra i campioni pari a $1/T_T$;

la Figura 9 è un grafico rappresentante la suddivisione della potenza dell'eco in potenza utile C ed interferente I , in funzione del ritardo dell'eco t e dei parametri del ricevitore;

la Figura 10 è uno schema a blocchi di una realizzazione tipica dell'invenzione per ottenere l'aggancio del sistema CD3-OFDM;

la Figura 11 è la rappresentazione grafica del comportamento della fase di un segnale somma di due segnali.

DESCRIZIONE DI REALIZZAZIONI PREFERITE

La Figura 7 rappresenta un tipico esempio di risposta all'impulso del canale non limitata a T_g . La stima della funzione di trasferimento del canale $\underline{H}(n,k)$ che si

dr. Ing. C. Spandonari

ottiene attraverso la divisione del segnale ricevuto per la stima del segnale trasmesso, come indicato dall'espressione (1), è campionata e la distanza in frequenza tra i vari campioni è pari alla distanza $1/T_r = 1/(\alpha T_u)$ fra le portanti note al ricevitore o stimate da esso ($\alpha = 1$ nel caso di stima mediante il metodo CD3-OFDM, $\alpha = 1/3$ nel caso dello standard DVB-T). Ciò significa che il segnale H in ingresso al filtro (o interpolatore) in frequenza presenta uno spettro con repliche periodiche che si ripetono a distanza $T_r = \alpha T_u$ (Figura 8). E' pertanto necessario che la larghezza di banda T_f del filtro nel dominio della frequenza sia tale da dare una forte attenuazione intorno a $T_r = \alpha T_u$ per evitare il fenomeno di "aliasing" per il "segnale principale" (ritardo nullo) mentre per echi con ritardi maggiori di T_r il fenomeno di "aliasing" non può essere evitato. Nel caso di α uguale a 1 (ricevitore CD3-OFDM) la prima replica del segnale si presenta molto ritardata e non pone vincoli significativi sulla banda T_f , mentre nel caso di $\alpha = 1/3$ (norma DVB-T) la larghezza di banda del filtro deve essere inferiore al valore limite teorico $T_u/3$. Inoltre, per limitare la complessità del filtro interpolatore, T_f deve essere ulteriormente ridotta.

Per ottenere una stima affidabile della risposta in frequenza del canale anche in presenza di echi oltre T_g , l'invenzione consiste nell'utilizzare un filtro in frequenza a "larghezza di banda" T_f tale per cui tutti gli echi che si vogliono equalizzare siano compresi nella sua "banda passante" (ad esempio $T_f = 2T_g$). Ovviamente è necessario che T_f sia minore di T_r in modo tale da permettere il filtraggio delle repliche di $h_c(t)$.

L'espressione seguente mostra come un diverso filtro influisca sulla separazione della potenza C_i dell' i -esimo eco in potenza utile C e interferente I in funzione del ritardo dell'eco t e della larghezza di banda del filtro T_f (Figura 9):

$$C = \sum_i w_i C_i$$

$$I = \sum_i (1 - w_i) C_i$$

$$w_i = \begin{cases} 0 & \text{se } t < 0 & \text{(eco fuori dall'intervallo di guardia)} \\ 1 & \text{se } 0 \leq t \leq T_g & \text{(eco nell'intervallo di guardia)} \\ \left(\frac{T_u - t + T_g}{T_u} \right)^2 & \text{se } T_g < t \leq T_f & \text{(eco fuori da intervallo di guardia} \\ & & \text{ma equalizzato dal filtro)} \\ 0 & \text{se } t > T_f & \text{(eco fuori da intervallo di guardia} \\ & & \text{e non equalizzato dal filtro)} \end{cases} \quad (2)$$

Pertanto gli echi con ritardo compreso tra T_g e T_f contribuiscono sia come segnali utili che come interferenti. Nel caso dei sistemi di equalizzazione precedentemente noti, con $T_f = T_g$, w_i è una funzione "porta" con durata T_g , e tutta la potenza degli echi fuori dall'intervallo di guardia risulta essere interferente.

Pertanto risulta sorprendentemente che l'allargamento della larghezza di banda T_f del filtro nel dominio della frequenza, permettendo una migliore stima della funzione di trasferimento del canale, rende parzialmente utile la potenza ricevuta con ritardo maggiore dell'intervallo di guardia T_g , migliorando le prestazioni globali del sistema. Pertanto, dei due fenomeni di degradamento indicati ai punti (a) e (b), il sistema proposto permette di eliminare il secondo.

Nel caso in cui sia presente nella trama del segnale il simbolo noto, il sistema CD3-OFDM come descritto nella domanda di brevetto italiano N TO95A000258 menzionata sopra potrà funzionare in presenza di echi fuori dall'intervallo di guardia, purché si sostituisca al filtro nel dominio della frequenza a "larghezza di banda" T_g uno con "larghezza di banda" pari all'eco più lungo che si vuole equalizzare. Ciò comporta un aumento del rumore residuo sulla stima di $\underline{H}(n,k)$,

aumento al quale si può ovviare introducendo un filtro a banda più stretta nel dominio del tempo (ad esempio per $T_f = 2T_g$, si potrà utilizzare un filtro nel tempo che media, portante per portante, su due simboli OFDM successivi). Tale principio di allargamento della banda del filtro può essere applicato solo marginalmente ai sistemi con equalizzazione basata sulle portanti pilota. Infatti, facendo riferimento all'esempio dello standard DVB-T, con sottocampionamento delle portanti pilota α pari a $1/3$, il filtro interpolatore può essere allargato in banda solamente da T_g fino ad un massimo teorico pari a $T_u/3$ per soddisfare al teorema del campionamento.

Da quanto detto sopra si può vedere che nel caso dell'equalizzazione basata sulle portanti pilota secondo la norma DVB-T, T_r è piccolo a causa del sottocampionamento (cioè le repliche spurie della funzione di trasferimento stimata sono molto ravvicinate): di conseguenza, a causa del sopraddetto vincolo $T_f < T_r$ sulla banda passante del filtro in frequenza, l'allargamento praticamente realizzabile della "banda passante" del filtro è modesto. Ben più ampia sarebbe la larghezza di banda adottabile nel caso del metodo di equalizzazione CD3-OFDM secondo il suddetto brevetto italiano N° TO95A000258, che tuttavia allo stato attuale non è utilizzabile, in quanto richiede la presenza di un simbolo di riferimento che non è contemplato dalla norma adottata.

Nel procedimento CD3-OFDM, l'utilità del simbolo di riferimento è limitata alla fase iniziale del processo (fase di aggancio), dopo la quale l'equalizzazione procede indefinitamente basandosi sui simboli precedenti, corretti, ri-codificati e ri-modulati. Secondo l'invenzione, si realizza perciò un perfezionamento del metodo di equalizzazione CD3-OFDM di detto brevetto anteriore, che gli consente di ottenere l'aggancio del procedimento CD3-OFDM anche in assenza

dr. Ing. C. Spandonari

di un simbolo di riferimento, ma in presenza di portanti pilota, come ad esempio nello standard DVB-T, in presenza di un sottocampionamento in frequenza tale da rendere impossibile una corretta stima della funzione di trasferimento del canale in presenza di echi al di fuori dell'intervallo di guardia.

Se la trama del segnale non contiene un simbolo di riferimento, ma solo portanti pilota in posizioni note dello spettro l'invenzione consente di ottenere l'aggancio del sistema CD3-OFDM anche in presenza di echi fuori dall'intervallo di guardia secondo il procedimento descritto nel seguito. Nella descrizione si fa riferimento allo schema di Figura 10.

Il sistema risulta composto di tre rami operanti in ricezione sui segnali dopo la FFT:

a) Stima veloce della funzione di trasferimento del canale sulle portanti pilota con filtro interpolatore a "banda passante" $T_f < \alpha T_u$. Questa stima è grossolana perché limitata agli echi con ritardo minore di T_f .

b) Stima del canale lenta sulle portanti dati con filtro a "banda" larga T_f in grado di stimare anche gli echi fuori dell'intervallo T_f .

c) Stima del canale veloce basata su CD3, con filtro a "banda" larga T_f . Si noti che in Figura 10 il ramo (c) e la catena in basso di equalizzazione, demodulazione M-QAM e decodifica FEC corrispondano allo schema CD3-OFDM di Figura 5.

Fase 1 di aggancio veloce (interruttore in posizione A):

Nel ramo (a) dalle portanti pilota ricevute si stima la funzione di trasferimento $H(n,k)$ nelle corrispondenti posizioni in frequenza mediante la formula (1), come in un ricevitore convenzionale basato sulle portanti pilota. Mediante interpolazione nel dominio del tempo (o più semplicemente accumulo delle portanti pilota su quattro simboli OFDM successivi) e della frequenza si ottiene la stima $\hat{H}_p(n,k)$

dr. Ing. C. Spandonari

della funzione di trasferimento del canale e la si utilizza per l'equalizzazione del segnale. L'interpolazione nel dominio della frequenza deve essere fatta mediante un filtro a larghezza di banda massima $T_f < \alpha T_u$ (tale da garantire la soppressione delle repliche della risposta all'impulso del canale). Attraverso una stima dell'affidabilità del segnale decodificato dal FEC si valuta la "qualità" di $\hat{H}_p(n,k)$. La stima della "qualità" del segnale decodificato può essere effettuata analizzando la velocità di crescita delle metriche dell'algoritmo di Viterbi del FEC. In alternativa è possibile misurare il tasso di errore su byte noti (ad esempio byte di sincronismo nello standard DVB-T). Se la qualità è sufficiente per permettere l'aggancio del sistema CD3-OFDM, l'interruttore commuta in posizione C e si passa direttamente alla fase 3 del processo. Questo è ottenibile in assenza di echi di potenza rilevante e con ritardi maggiori di T_f . Altrimenti l'interruttore commuta in posizione B e si passa alla fase 2 del processo di aggancio.

Fase 2 di aggancio lento (interruttore in posizione B):

Nel ramo (a), mediante le portanti pilota ricevute, si continua a valutare la stima grossolana $\hat{H}_p(n,k)$ della funzione di trasferimento del canale, che non tiene in conto gli echi fuori da T_f . Contemporaneamente nel ramo (b) si applica a ciascuna delle portanti dati una non-linearità ed un filtro temporale (su simboli OFDM successivi) per stimare la funzione di trasferimento del canale, a meno di un'ambiguità di fase di multipli interi di $\pi/2$ radianti (dovuta alla simmetria delle costellazioni M-QAM per rotazioni di $\pi/2$). Il metodo utilizzato per questa stima può essere uno qualunque degli algoritmi comunemente proposti per la stima del canale (recupero della portante) nei sistemi numerici a demodulazione coerente. Ad esempio la non-linearità può essere un elevamento alla quarta potenza del segnale ricevuto (algoritmo descritto in D. Efstathiou, P. Fines, A. H. Aghvami,

dr. Ing. C. Spandonari

“Preamble-less Non-Decision-Aided (NDA) Techniques for 16-QAM Carrier Phase Recovery and Gain Error Correction, for Burst Transmissions”, atti della Conferenza GLOBECOM '93, 29 Novembre - 2 Dicembre 1993). Il filtro temporale può essere realizzato tramite un operatore di media su n simboli OFDM successivi; in tale caso la stima $\hat{H}_a(n,k)$ si otterrà come:

$$|\hat{H}_a(n,k)| = \sqrt{\frac{\sum_{q=0}^n |y^4(q,k)|}{E[x^4]}}$$

$$\arg(\hat{H}_a(n,k)) = \frac{\arg(y^4(q,k)) + \pi}{4} + m\frac{\pi}{2} \quad \forall m \in \{0,1,2,3\}$$

dove $E[\cdot]$ indica il valor medio.

L'invenzione consiste nel metodo per risolvere l'ambiguità di fase $m\pi/2$ della stima $\hat{H}_a(n,k)$.

In Figura 11 è rappresentato graficamente il segnale risultante della somma di un segnale principale più un eco, per due diverse ampiezze dell'eco. La fase del vettore eco può assumere qualsiasi valore a seconda del ritardo associato, come indicato dalle circonferenze del disegno. Come si può vedere, lo sfasamento massimo del vettore risultante rispetto al segnale principale aumenta quando l'ampiezza dell'eco diventa simile a quella del segnale principale.

Come già detto, l'algoritmo di stima basato sulle portanti pilota nel ramo (a) permette di valutare la fase della funzione di trasferimento del canale per echi con ritardo minore della banda T_f del filtro interpolatore di frequenza. Ciò significa che, in presenza di echi con ritardo maggiore di T_f , l'errore di fase della stima $\hat{H}_p(n,k)$ sarà tanto maggiore quanto maggiore è l'ampiezza di tali echi. Se però risulta che tale errore è minore, in valore assoluto, di $\pi/4$ allora l'informazione di

dr. ing. C. Spandonari

fase contenuta in $\hat{H}_p(n,k)$ può essere usata per risolvere l'ambiguità di fase in $\hat{H}_d(n,k)$, associando ad esso la fase più vicina a quella di $\hat{H}_p(n,k)$. Dalla Figura 9 si può vedere come, in funzione del ritardo dell'eco, diminuisca il contributo di potenza utile ed aumenti quello della potenza interferente associato all'eco stesso. Anche assumendo un processo di equalizzazione perfetta, i sistemi in esame possono operare correttamente solo in presenza di rapporti C/I superiori a un valore limite $(C/I)_L$, che dipende principalmente dalla costellazione scelta e dal tipo di codifica FEC adottato. Pertanto imponendo alla formula (2) la condizione $C/I > (C/I)_L$ si ottiene che il sistema di equalizzazione deve essere in grado di operare correttamente con echi fuori dall'intervallo di guardia T_g di ampiezza decrescente al crescere del ritardo associato. Perciò se la larghezza di banda T_f del filtro interpolatore del ramo (a) permette di avere una buona stima degli echi ad alta potenza all'interno e subito fuori dall'intervallo di guardia fino a T_f , il procedimento dell'invenzione permette di risolvere correttamente l'ambiguità di fase per gli echi a ritardo maggiore di T_f fino a T_f' e ampiezza ridotta che generano rotazioni di fase generalmente minori, in valore assoluto, di $\pi/4$.

Pertanto, secondo l'invenzione, la stima $\hat{H}_d(n,k)$ della funzione di trasferimento del canale è data da:

$$|\hat{H}_d(n,k)| = |\hat{H}_a(n,k)|$$

$$\arg(\hat{H}_d(n,k)) = \arg(\hat{H}_a(n,k)) \quad \text{con } m = m_0$$

dove m_0 rappresenta il valore di m tale per cui la differenza di fase $[\arg(\hat{H}_a(n,k)) - \arg(\hat{H}_p(n,k))]$ è minima (risoluzione dell'ambiguità di fase di $\pi/2$).

Successivamente la stima del canale effettuata sulle portanti dati viene integrata con quella calcolata sulle portanti pilota, e il risultato viene filtrato nel dominio della frequenza con un filtro "largo" con "banda" T_f . Si noti che nelle

dr. ing. C. Spandonari

realizzazioni "hardware" i filtri nel dominio della frequenza nel ramo (a), (b) e (c) possono essere fisicamente un unico filtro, a cui vengono cambiati i coefficienti e la banda passante a seconda della fase ((a), (b), o (c)) dell'algoritmo.

Un secondo metodo per risolvere l'ambiguità di fase si basa invece sul seguente ragionamento. I salti di fase tra campioni successivi della funzione di trasferimento $\underline{H}(n,k)$ dipendono dall'ampiezza dell'eco e dal suo ritardo (Figura 11). Minore è il ritardo dell'eco e minore è la variazione di fase tra due campioni successivi in frequenza di $\underline{H}(n,k)$; minore è l'ampiezza dell'eco e minore è la variazione di fase tra due campioni successivi in frequenza di $\underline{H}(n,k)$. Pertanto essendo disponibile al ricevitore una stima della funzione di trasferimento $\underline{H}(n,k)$ per valori di k corrispondenti alle portanti pilota (dopo filtraggio nel dominio del tempo), tale stima può essere usata per risolvere l'ambiguità di fase di $(m\pi/2)$ della funzione di trasferimento corrispondente alle portanti dati. L'invenzione consiste nell'associare a $\hat{H}_d(n,k)$ la fase più vicina a quella della portante pilota adiacente in frequenza. Questo algoritmo è sub-ottimo rispetto al precedente, in quanto echi potenti, anche all'interno dell'intervallo di guardia, possono dar luogo a grandi salti di fase tra portanti successive e quindi a una errata risoluzione dell'ambiguità di fase.

Variazioni ai metodi precedentemente descritti per la risoluzione della ambiguità di fase $(m\pi/2)$ possono essere utilizzate, sempre basate sull'informazione di fase delle portanti pilota e delle portanti dati adiacenti di cui si è precedentemente risolta l'ambiguità di fase, senza peraltro uscire dall'ambito dell'invenzione. Per esempio, si potrebbe anche ricercare la differenza di fase minima rispetto a una portante dati adiacente in frequenza, di cui si sia già risolta l'ambiguità di fase nello stesso modo, o con uno dei metodi descritti sopra.

dr. Ing. C. Spandonari

Anche nella fase 2 (interruttore in posizione B) attraverso una stima dell'affidabilità del segnale decodificato dal FEC, si valuta la qualità di $\hat{H}_d(n,k)$, fino a quando essa diventa sufficiente per garantire la convergenza dell'algoritmo CD3-OFDM. Oppure ancora è possibile identificare un tempo di aggancio fisso (numero di simboli OFDM su cui effettuare la media temporale) sulla base di test di laboratorio con diverse configurazioni di echi. A questo punto l'interruttore commuta in posizione C e si passa alla fase 3 del processo.

Fase 3, stima del canale con metodo CD3-OFDM (interruttore in posizione C):

Questa fase coincide con la fine della fase di aggancio dell'estimatore di $\underline{H}(n,k)$, quando l'algoritmo di equalizzazione CD3-OFDM può operare correttamente, con il filtro allargato con banda T_f' . Essa continua per tutta la durata della ricezione fino a quando per qualsiasi motivo non avvenga uno sgancio dell'anello.

Il risultato della stima di $\underline{H}(n,k)$ nella fase 2, per entrambi i metodi proposti per la risoluzione dell'ambiguità di fase, è tanto più preciso quanto maggiore è il numero di simboli Q su cui si media, generalmente alcune decine; ciò ovviamente comporta un rallentamento dell'inseguimento della funzione di trasferimento del canale, anche se ciò, nel caso della realizzazione preferita del ricevitore (Figura 10) avviene solo per la fase di avvio del ricevitore. Quando innescato, infatti, il procedimento di stima del canale CD3-OFDM può effettuare la stima simbolo per simbolo, ed inseguire velocemente le variazioni delle caratteristiche del canale.

La fase 2 del procedimento secondo l'invenzione può continuare anche per tutta la durata della ricezione senza l'introduzione dell'algoritmo di stima di canale CD3-OFDM e quindi il passaggio alla fase 3. In tale caso il filtro temporale lento del ramo (b) rallenta drasticamente le capacità del sistema di inseguire le variazioni del canale di propagazione (ad esempio dovute ad effetto Doppler) per

dr. Ing. C. Spandoneri

tutta la durata della ricezione. Pertanto, mentre l'applicazione dell'invenzione al sistema di equalizzazione basato sul sistema CD3-OFDM richiede un canale quasi-stazionario soltanto per il breve intervallo di tempo dell'aggancio, l'impiego dell'invenzione con il sistema di equalizzazione basato solo sulle portanti pilota non permette una sufficiente velocità di adattamento in presenza di variazioni del canale ed echi fuori dell'intervallo di guardia.

dr. Ing. C. Spanionari

RIVENDICAZIONI

1. Procedimento di ricezione di segnali numerici in modulazione multi-portante di tipo C-OFDM, in cui si associano i segnali binari da trasmettere a componenti elementari $(\underline{x}(n,k))$ appartenenti a una costellazione prestabilita, si modulano successivamente gruppi di N componenti elementari sulle rispettive portanti di simboli OFDM, preceduti ciascuno da un intervallo di guardia, si esegue la trasmissione sul canale trasmissivo, si demodulano i segnali all'uscita del canale ricostruendo i vettori elementari $(\underline{y}(n,k))$, che vengono equalizzati dividendoli per rispettivi valori complessi $(\hat{H}(n,k))$ costituenti stime della funzione di trasferimento del canale in relazione alle rispettive portanti prima di essere riconvertiti in segnali binari, caratterizzato dal fatto che le stime della funzione di trasferimento del canale $(\hat{H}(n,k))$ vengono filtrate (o interpolate) nel dominio della frequenza con una "banda passante" equivalente (T_f) maggiore del tempo di durata dell'intervallo di guardia (T_g) ma minore della distanza temporale fra le ripetizioni periodiche della risposta all'impulso del canale dovute al sotto-campionamento nel dominio della frequenza $(T_r = \alpha T_u)$.

2. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 1, in cui il segnale trasmesso è del tipo con simbolo di riferimento trasmesso ogni gruppo prestabilito di simboli OFDM, caratterizzato dal fatto che la stima della funzione di trasferimento del canale $(\hat{H}(n,k))$ per un simbolo ricevuto corrente $(\underline{y}(n,k))$ viene eseguita dividendo le componenti demodate di un simbolo OFDM ricevuto in precedenza $(\underline{y}(n-1,k))$ per le rispettive stime dello stesso simbolo trasmesso in precedenza $(\hat{x}(n-1,k))$, ottenute dal ricevitore dopo equalizzazione, correzione FEC, ri-codifica e ri-mappatura, e dal fatto che la stima iniziale della funzione di trasferimento del canale $(\hat{H}(n,k))$ viene eseguita dividendo le compo-

dr. Ing. C. Spandonari

zione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) misurando il tasso d'errore in byte noti prestabiliti contenuti nel segnale trasmesso.

6. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 4 o 5, caratterizzato dal fatto che, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, in un'elaborazione parallela si applica alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima, a meno di un'ambiguità di fase di multipli di $\pi/2$ radianti, della funzione di trasferimento del canale e si risolve l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase la cui differenza dalla fase della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) è minima.

7. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 4 o 5, caratterizzato dal fatto che, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, in un'elaborazione parallela si applica alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima, a meno di un'ambiguità di fase di multipli di $\pi/2$ radianti, della funzione di trasferimento del canale e si risolve l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase la cui differenza dalla fase della portante pilota più vicina in frequenza è minima.

8. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 4 o 5, caratterizzato dal fatto che, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, in un'elaborazione parallela si applica alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima, a meno di un'ambiguità di fase di multipli di $\pi/2$ radianti, della funzione di trasferimento del canale e si

dr. Ing. C. Spandonari

nenti demodulate di un simbolo OFDM di riferimento prestabilito per le rispettive componenti dello stesso simbolo trasmesso memorizzato nel ricevitore.

3. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 1, in cui il segnale trasmesso è del tipo a portanti pilota senza simbolo di riferimento, caratterizzato dal fatto che in una prima fase si ottiene una stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) estraendo dal segnale le portanti pilota, ricavando la risposta del canale per ogni portante pilota e interpolando per l'intero canale con un filtraggio nel dominio della frequenza a "larghezza di banda" (T_f) non maggiore della durata dell'intervallo ($T_r = \alpha T_u$) di ripetizione della risposta all'impulso del canale sotto-campionata; e dal fatto che in una seconda fase le stime della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$) sono ricavate per ogni simbolo successivo dividendo le componenti elementari di un simbolo ricevuto prima del simbolo in considerazione per le rispettive stime delle componenti elementari di detto simbolo trasmesso in precedenza, ricostruite dal ricevitore dopo equalizzazione, correzione FEC, ri-codifica e ri-mappatura, il filtraggio di $\hat{H}(n,k)$ nel dominio della frequenza essendo fatto con "larghezza di banda" (T_f') maggiore del tempo di durata dell'intervallo di guardia (T_g) e pari al ritardo massimo degli echi che si intendono equalizzare.

4. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 3, in cui il segnale ricevuto, demodulato ed equalizzato, viene decodificato con decodifica FEC, caratterizzato dal fatto che si valuta l'affidabilità di detta stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) analizzando la velocità di crescita delle metriche dell'algoritmo di Viterbi della decodifica.

5. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che si valuta l'affidabilità di detta stima iniziale della fun-

dr. Ing. C. Spandonari

risolve l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase avente differenza minima dalla fase di una portante pilota o dati, adiacente in frequenza, di cui sia già stata risolta l'ambiguità di fase.

9. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 6 o 7 o 8, caratterizzato dal fatto che detta non-linearità è un elevamento alla quarta potenza del segnale ricevuto.

10. Procedimento di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 6, 7, 8 o 9, caratterizzato dal fatto che il filtraggio temporale è interrotto dopo un numero prestabilito di simboli OFDM per passare alla detta seconda fase.

11. Apparato di ricezione di segnali numerici, comprendente mezzi per ricevere e demodulare segnali trasmessi su un canale trasmissivo come successione di simboli multi-portante OFDM, preceduti ciascuno da un intervallo di guardia, e composti ciascuno di più componenti elementari $(x(n,k))$ appartenenti a una costellazione prestabilita opportunamente modulati sulle portanti OFDM, e mezzi per equalizzare i segnali elementari demodulati $(y(n,k))$ dividendoli per rispettivi valori complessi $(\hat{H}(n,k))$ costituenti stime della funzione di trasferimento del canale in relazione alle rispettive portanti prima di riconvertirli in segnali binari, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre un filtro nel dominio della frequenza per filtrare le stime della funzione di trasferimento del canale $(\hat{H}(n,k))$ con una "banda passante" equivalente (T_f) maggiore del tempo di durata dell'intervallo di guardia (T_g) ma minore della distanza temporale fra ripetizioni periodiche della risposta all'impulso del canale dovute al sotto-campionamento nel dominio della frequenza $(T_r = \alpha T_u)$.

12. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 11, in cui il segnale trasmesso è del tipo con simbolo di riferimento trasmesso ogni

dr. Ing. C. Spandonant

gruppo prestabilito di simboli OFDM, caratterizzato dal fatto che comprende mezzi per generare la stima della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$) dividendo le componenti elementari di un simbolo OFDM demodulato come ricevuto in precedenza per le rispettive stime dello stesso simbolo trasmesso in precedenza, ottenuto mediante equalizzazione, correzione FEC, ri-codifica e ri-mappatura, e dal fatto che la stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$) viene ottenuta dividendo le componenti demodulate di un simbolo OFDM di riferimento prestabilito per le rispettive componenti dello stesso simbolo trasmesso memorizzato nel ricevitore.

13. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 11, in cui il segnale trasmesso è del tipo a portanti pilota senza simbolo di riferimento, caratterizzato dal fatto che comprende primi mezzi per ottenere una stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) estraendo dal segnale le frequenze portanti pilota, ricavando la risposta del canale per ogni portante pilota e interpolando per l'intero canale con un filtraggio nel dominio della frequenza a "larghezza di banda" (T_f) non maggiore della durata dell'intervallo ($T_r = \alpha T_u$) di ripetizione della risposta all'impulso del canale sotto-campionata; secondi mezzi per ricavare le stime della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$) per ogni simbolo successivo dividendo le componenti elementari di un simbolo ricevuto prima del simbolo in considerazione per le rispettive componenti stimate di detto simbolo trasmesso in precedenza, ricostruite dal ricevitore dopo equalizzazione, correzione FEC, ri-codifica e ri-mappatura, il filtraggio di $\hat{H}(n,k)$ nel dominio della frequenza essendo fatto con "larghezza di banda" (T_f) maggiore del tempo di durata dell'intervallo di guardia (T_g) e pari al ritardo massimo degli echi che si intendono equalizzare; e mezzi commutatori per commutare il funzionamento

dr. Ing. C. Spandonari

dell'apparato dai primi ai secondi mezzi.

14. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre terzi mezzi per applicare alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima della funzione di trasferimento del canale, a meno di un'ambiguità di fase di multipli di $\pi/2$ radianti, e mezzi per risolvere l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase la cui differenza dalla fase della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) è minima, e dal fatto che detti mezzi commutatori, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, commutano il funzionamento dell'apparato dai primi ai terzi mezzi prima di commutare ai secondi mezzi.

15. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre terzi mezzi per applicare alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$), a meno di un'ambiguità di fase di multipli di $\pi/2$ radianti, e mezzi per risolvere l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase la cui differenza dalla fase della portante pilota più vicina in frequenza è minima, e dal fatto che detti mezzi commutatori, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, commutano il funzionamento dell'apparato dai primi ai terzi mezzi prima di commutare ai secondi mezzi.

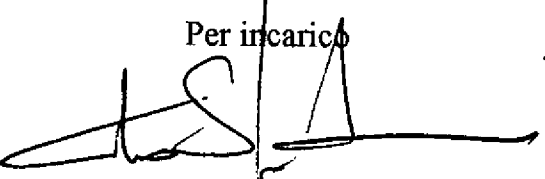
16. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre terzi mezzi per applicare alle portanti dati una non-linearità e un filtro temporale per migliorare la stima della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}(n,k)$), a meno di un'ambiguità di fase di

dr. Ing. C. Spandonari

multipli di $\pi/2$ radianti, e mezzi per risolvere l'ambiguità di fase assumendo come valida la fase avente differenza minima dalla fase di una portante pilota o dati, adiacente in frequenza, di cui sia già stata risolta l'ambiguità di fase; e dal fatto che detti mezzi commutatori, se in detta prima fase detta affidabilità della stima iniziale della funzione di trasferimento del canale ($\hat{H}_p(n,k)$) risulta migliore di un valore prestabilito, commutano il funzionamento dell'apparato dai primi ai terzi mezzi prima di commutare ai secondi mezzi.

17. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo la rivendicazione 14, 15 o 16, caratterizzato dal fatto che detti mezzi per applicare una non-linearità sono mezzi di elevamento alla quarta potenza del segnale ricevuto.

18. Apparato di ricezione di segnali numerici secondo una delle rivendicazioni 14-17, caratterizzato dal fatto che detti mezzi commutatori commutano da detta terza fase a detta seconda fase dopo la ricezione di un numero prestabilito di simboli OFDM.

Per incarico

dr. Ing. C. Spondonari



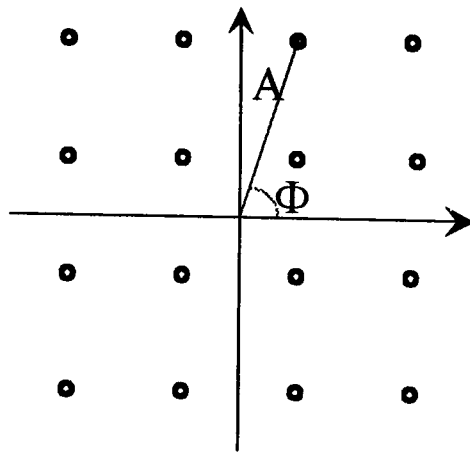


Figura 1

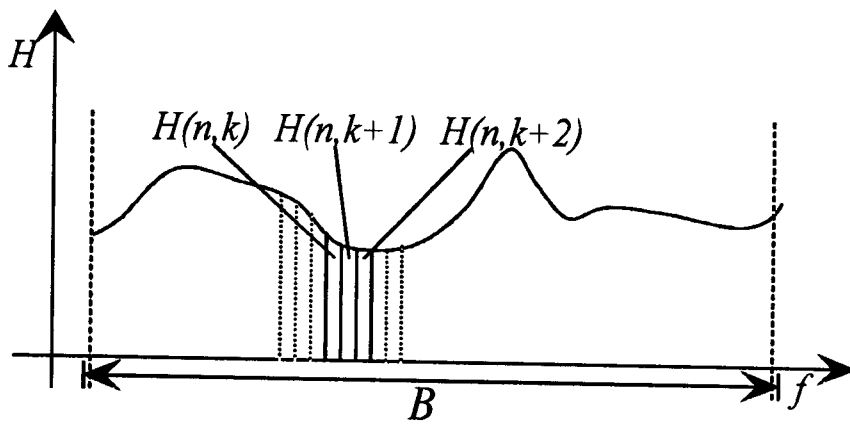


Figura 2

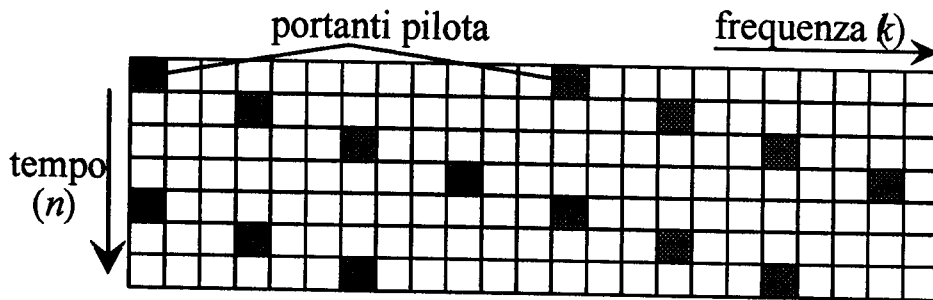


Figura 3

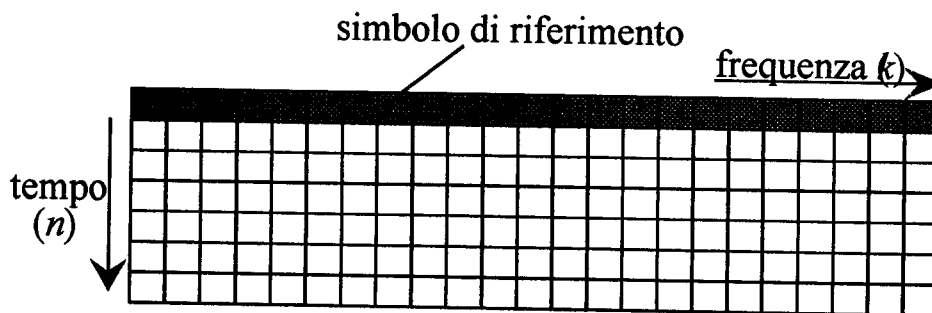


Figura 4



T096 A000864

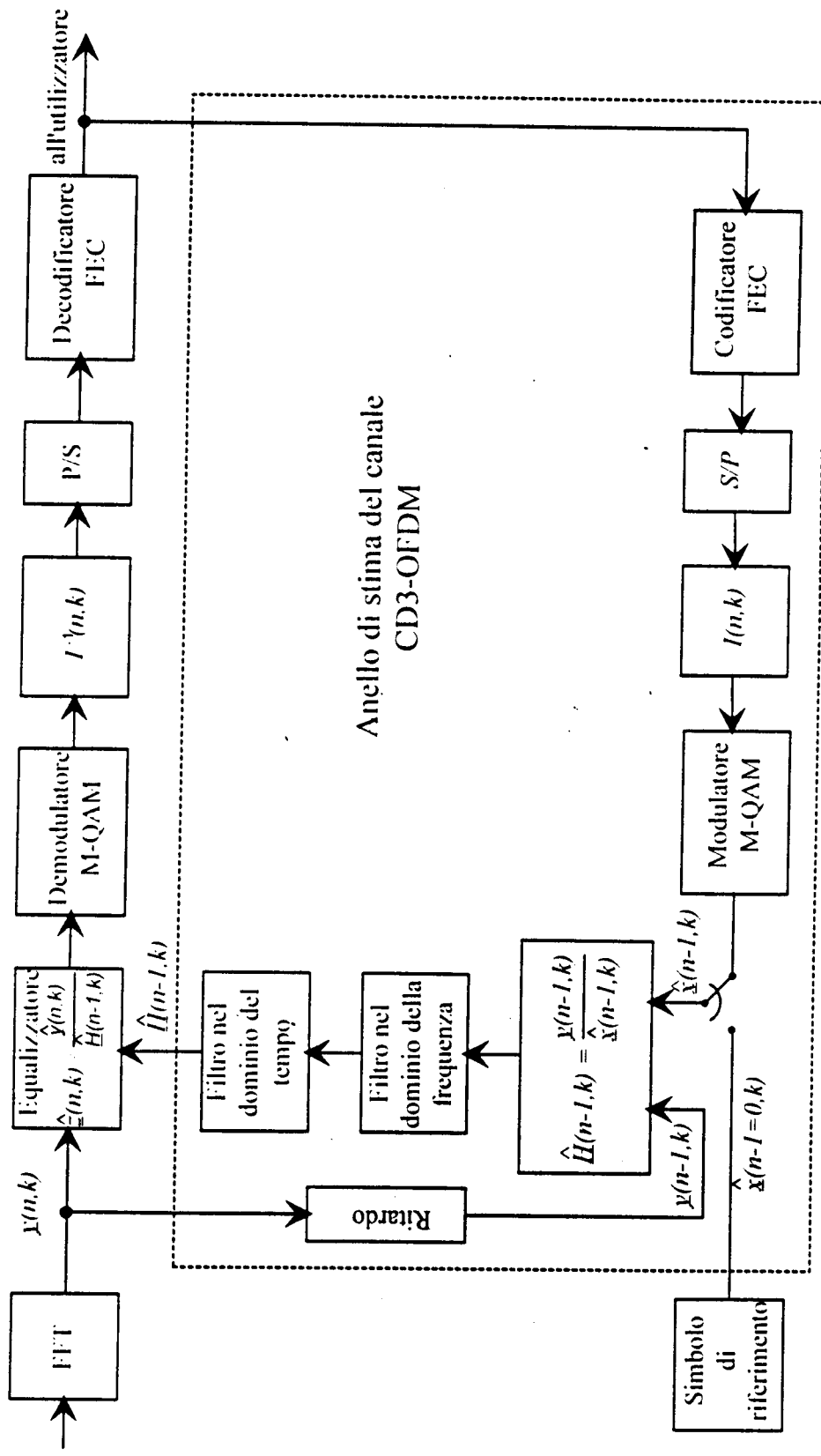
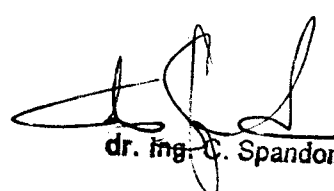


Figura 5


dr. ing. C. Spandonari



T096A000 P64

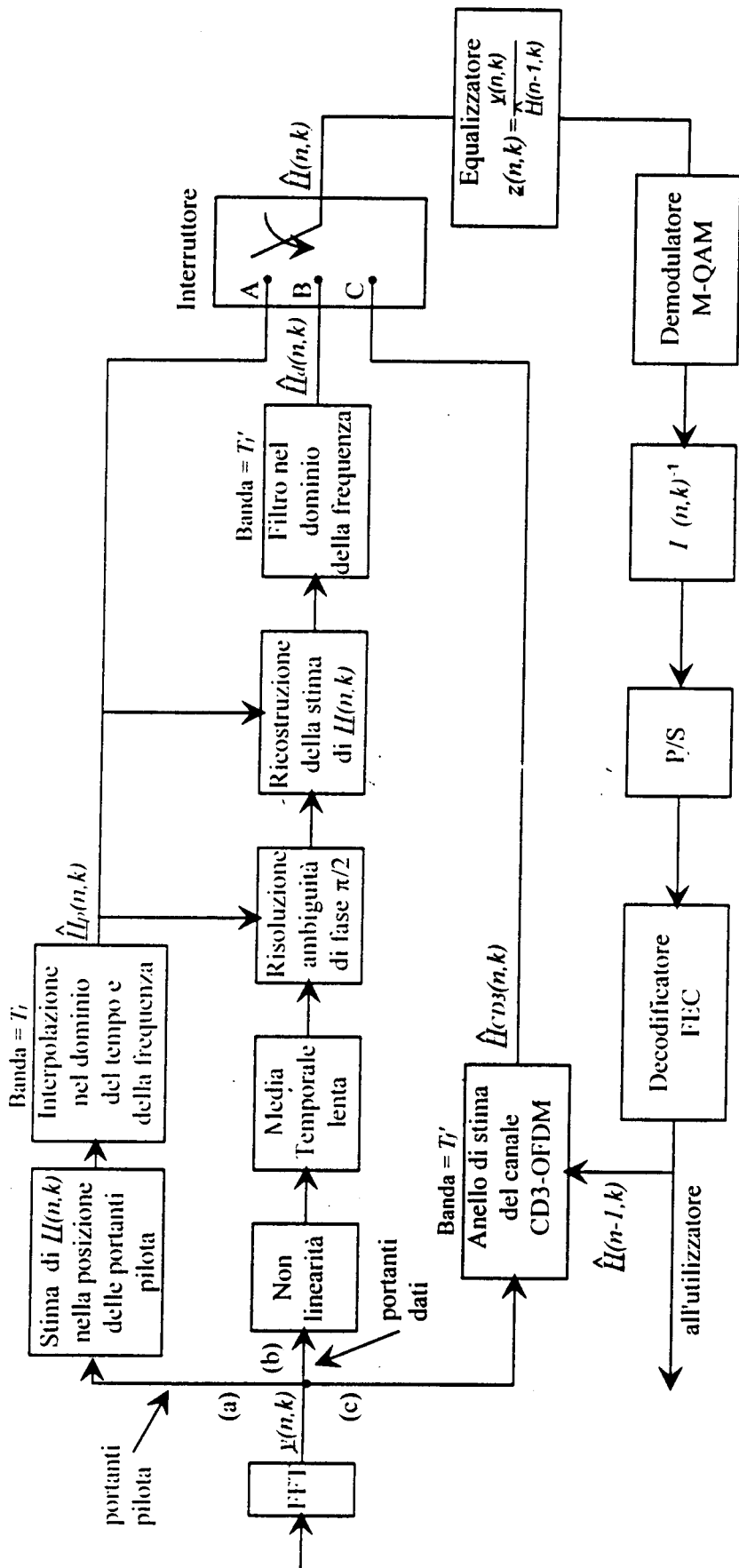
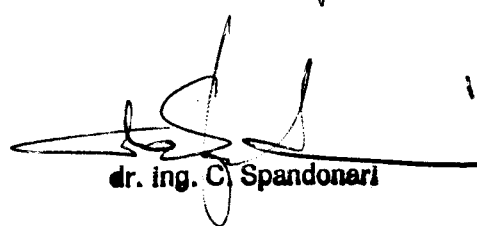


Figura 10


 dr. ing. C. Spandonari

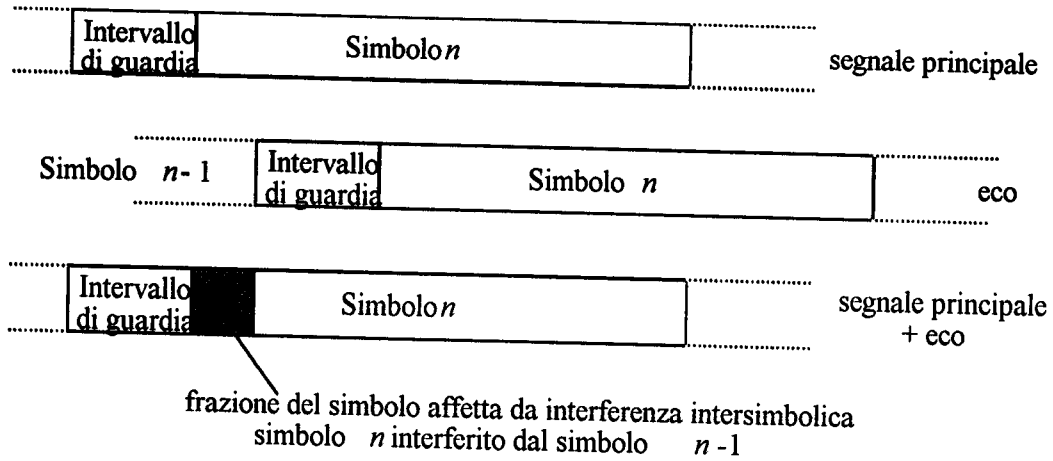


Figura 6

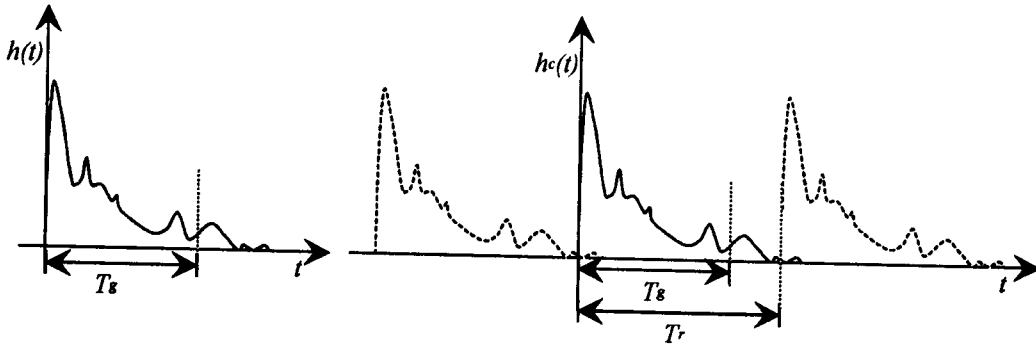


Figura 7

Figura 8

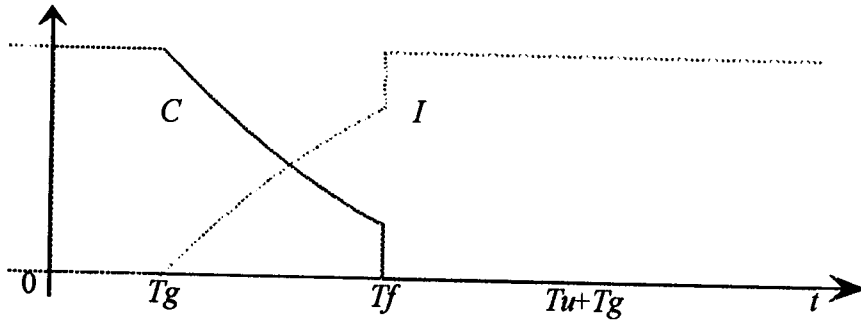


Figura 9

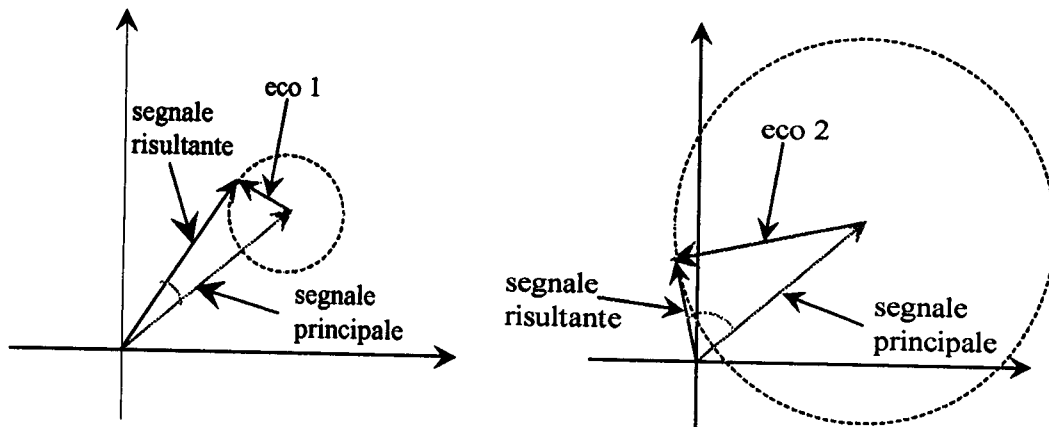


Figura 11

[Signature]
 dr. Ing. G. Spandonari