



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

UIBM

DOMANDA NUMERO	101995900475927
Data Deposito	03/11/1995
Data Pubblicazione	03/05/1997

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	L		

Titolo

METODO PER OTTENERE AUTOMATICAMENTE IN FORMA CHIUSA I COEFFICIENTI DI UNA RETE EQUALIZZATRICE IN UN SISTEMA DI TRASMISSIONE DI DATI DEL TIPO MULTIPLEX A DIVISIONE DI FREQUENZA ORTOGONALE

Descrizione del brevetto per invenzione industriale dal titolo:

(754)

"METODO PER OTTENERE AUTOMATICAMENTE IN FORMA CHIUSA I COEFFICIENTI DI UNA RETE EQUALIZZATRICE IN UN SISTEMA DI TRASMISSIONE DI DATI DEL TIPO MULTIPLEX A DIVISIONE DI FREQUENZA ORTOGONALE"

di Tognetti Dante, via Vallona 15, 33170 Pordenone.

Inventore designato: Tognetti Dante.

Depositata il

Nr.

TO 954000869

* * *

RIASSUNTO

Viene descritto un metodo per ottenere analiticamente in forma chiusa, quindi senza un processo adattivo, i coefficienti di interferenza tra i simboli di uno stesso blocco e di blocchi adiacenti, in un sistema di trasmissione OFDM, conoscendo la sola risposta impulsiva del canale di trasmissione; noti i coefficienti, risulta immediato il calcolo della rete equalizzatrice.

* * *

DESCRIZIONE

La presente invenzione si riferisce ad un metodo per il calcolo dei coefficienti di interferenza in un sistema di trasmissione di dati OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) con la sola conoscenza della risposta impulsiva del canale di trasmissione.

Come è noto un sistema OFDM trasmette un blocco di dati in

Ing. Roberto Dini



un tempo finito T usando N sottoportanti equispaziate in frequenza, su ciascuna delle quali viene trasmesso un simbolo di durata non superiore a T , usando un sistema QAM (Quadrature Amplitude Modulation) e un impulso di sagomatura $g_T(t)$, con $g_T(t)=1$ per $0 \leq t \leq T$ e $g_T(t)=0$ altrove.

Il segnale, attraversando il canale di trasmissione, viene distorto e ciascun simbolo subisce una interferenza dovuta in generale sia ai simboli dello stesso blocco, sia a quelli dei blocchi precedenti.

In ricezione, per ridurre al minimo la distorsione, è necessario impiegare equalizzatori del tipo DFE (Decision Feedback Equalizer) in cui, come è noto, i coefficienti di interferenza vengono ricavati con procedimenti adattivi molto complicati e costosi.

Scopo della presente invenzione è quello di indicare un metodo per determinare i coefficienti di interferenza che richiede la sola conoscenza della risposta impulsiva del canale e permette di realizzare equalizzatori con strutture molto semplici ed economiche.

Per raggiungere tale scopo la presente invenzione ha per oggetto un metodo per determinare i coefficienti di interferenza avente le caratteristiche indicate nella prima rivendicazione.

Ulteriori caratteristiche e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione che segue e

Ing. Roberto Dini


dai disegni annessi, forniti a puro titolo di esempio esplicativo e non limitativo, in cui:

- la figura 1 rappresenta lo schema a blocchi semplificato di un sistema OFDM senza distorsione di canale;
- la figura 2 rappresenta gli andamenti nel tempo degli impulsi dei dati in trasmissione e ricezione;
- la figura 3 rappresenta lo schema a blocchi di un equalizzatore DFE noto;
- la figura 4 rappresenta lo schema a blocchi del trasmettitore e del ricevitore di dati secondo l'invenzione;
- la figura 5 rappresenta in dettaglio il ricevitore, secondo l'invenzione.

Per facilitare la lettura, vengono qui di seguito elencati i simboli e le terminologie usate nel prosieguo.

Δf distanza tra due sottoportanti;

f_p portante R.F.;

$T_o = 1/\Delta f$ intervallo di tempo tra due sottoportanti;

T durata di un blocco di dati;

$B = N \Delta f$ banda complessiva del segnale modulato;

$T_G = T - T_o$ intervallo di guardia tra blocchi consecutivi;

$g_T(t)$ impulso di sagomatura dati in trasmissione di durata T ;

$g_R(t)$ impulso di sagomatura dati in ricezione di durata T_o .

Il simbolo $*$ usato come esponente significa 'complesso coniugato', usato come operatore tra due funzioni, significa 'convoluzione'.

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

Indicando con $c_n = a_n + jb_n$ il punto della costellazione associato al simbolo in posizione n , ad ogni blocco corrisponde il seguente segnale impulsivo modulato con frequenza portante f_p :

$$x(t) = g_T(t) \left[\sum_{n=0}^{N-1} a_n \cos(2\pi f'_n t) - b_n \sin(2\pi f'_n t) \right] \quad 1)$$

$$\text{con } f'_n = f_p + f_n \quad f_n = (n - N/2)\Delta f$$

L'involuppo complesso di 1) è dato da

$$\underline{x}(t) = e^{-j2\pi N/2 \Delta f t} \sum_{n=0}^{N-1} c_n g_T(t) e^{j2\pi n \Delta f t} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \varphi_n(t) \quad 2)$$

in cui:

$$\varphi_n(t) = g_T(t) e^{j2\pi(n-N/2)\Delta f t}$$

Affinché i simboli siano recuperabili in ricezione, è necessario che la famiglia $\varphi_n(t)$, con $n = 0, \dots, N-1$, sia ortogonale, o più in generale, è opportuno che esista una famiglia $\psi_k(t)$, con $k = 0, \dots, N-1$, tale che

$$\int_0^T \varphi_n(t) \psi_k^*(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(f) \Psi^*(f) df = \begin{cases} 1 & \text{per } 0 \leq n, k \leq N-1, n=k \\ 0 & \text{per } 0 \leq n, k \leq N-1, n \neq k \end{cases} \quad 3)$$

(qui e nel seguito due funzioni indicate con una lettera minuscola e la corrispondente maiuscola si intendono legate da una trasformazione di Fourier)

In tale ipotesi risulta infatti che il valore di un simbolo emesso in posizione m è dato dall'intercorrelazione tra $\underline{x}(t)$ e $\psi_m(t)$, in quanto risulta dalla 3):

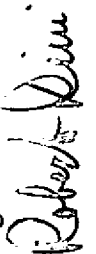
$$\int_0^T \underline{x}(t) \psi_m^*(t) dt = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \int_0^T \varphi_n(t) \psi_m^*(t) dt = c_m \quad 3')$$

ponendo:

$$\psi_n(t) = g_R(t) e^{j2\pi(n-N/2)\Delta f t} \quad 3'')$$

la precedente condizione di ortogonalità diventa:

Ing. Roberto Dini



$$\int_0^T g_T(t) g_R(t) e^{j2\pi(n-k)Dft} dt = \begin{cases} 1 & \text{per } 0 \leq n=k \leq N-1 \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

Per valutare l'occupazione di banda dell'involuppo complesso del segnale di un blocco, occorre calcolare la trasformata di Fourier della 2):

$$\underline{X}(f) = F [\underline{x}(t)] = \sum_{k=0}^{N-1} c_k G_T(f - k\Delta f + N/2\Delta f) \quad 4)$$

L'occupazione di banda è quindi N volte quella dell'impulso dei dati in trasmissione $G_T(f)$, ed essendo quest'ultima in pratica pari a S volte Δf , con S uguale a qualche unità, è possibile contenere la banda di $\underline{x}(t)$ entro un valore pari a $N\Delta f$ se i primi e gli ultimi S simboli del blocco sono nulli, cioè se le rispettive portanti sono soppresse. Con questa ipotesi, ritenuta valida nel seguito, si può assumere che la banda complessiva di $\underline{x}(t)$ sia $B = N\Delta f$, e quindi $\underline{x}(t)$ è descritto dai suoi campioni presi a distanza $1/N\Delta f$:

$$\underline{x}_m = \underline{x}(t - m/N\Delta f)$$

e, con alcuni passaggi, si ha:

$$\underline{x}_m = \sum_{n=S}^{N-S} c_n W_N^{mn} \quad 5)$$

Come si vede i suddetti campioni sono essenzialmente forniti dalla IDFT della sequenza $(c_0 \dots c_{N-1})$ periodica di periodo N.

In particolare, ciascun campione di $\underline{x}(t)$ è costituito da un termine della sequenza moltiplicato per il corrispondente campione dell'impulso dei dati di emissione (presi ad alternanza di segno, che equivale ad una traslazione in frequenza di $N\Delta f/2$, necessaria per centrare lo spettro intorno all'origine), e risulta diverso da zero nell'intervallo

Ing. Roberto Dini



di indici da S a N-S.

Tenendo conto del teorema di Parseval, della 3''') e della condizione di ortogonalità, si ha, con alcuni passaggi:

$$c_m = \int_0^T x(t) \psi^*(t) dt = \frac{1}{N\Delta f} \sum_{k=0}^{N-1} x_k (-1)^k g_R\left(\frac{k}{N\Delta f}\right) e^{-j2\pi mk/N} \quad 6)$$

Dalla 6) si vede che, nel caso di trasmissione di un canale senza distorsione, un generico simbolo trasmesso può essere ricavato dalla DFT della sequenza di durata N, ottenuta essenzialmente sommando i campioni del segnale ricevuto, alternativamente cambiati di segno e moltiplicati per i corrispondenti campioni di $g_R(t)$.

Nella figura 1 è rappresentata la sintesi del trasmettitore e del ricevitore secondo la 5) e la 6). Quando il segnale $x(t)$ transita attraverso un canale con le caratteristiche di un filtro passa basso LP, la sua uscita è data da $y(t) = x(t) * h(t)$, in cui $h(t)$ è la risposta impulsiva del filtro supposta diversa da zero nell'intervallo $(0-T_h)$.

Si può dimostrare che il simbolo c_k sulla base di quanto detto precedentemente si trasforma in ricezione come segue:

$$\hat{C}_k = \sum_{n=S}^{N-S} c_n \Omega(k-n; n) \text{ con } S \leq k \leq N-S \quad 7)$$

Con

$$g'(t; n) = \int_{\tau=0}^{T_h} h(\tau) g_T(t-\tau) e^{-j2\pi(n-N/2)\Delta f\tau} d\tau =$$

$$= g_T(t) * (h(t) e^{-j2\pi(n-N/2)\Delta ft})$$

e

$$\Omega(m, n) = \int_0^T g'_T(t, n) g_R(t) e^{-j2\pi m\Delta ft} dt \quad m = k-n$$

si ha anche

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

$$\Omega(0,n) \cong H(f_n) \quad 7')$$

La 7) dimostra che, in generale, una trasformazione LP su $x(t)$ produce in ricezione una interferenza cosimbolica, cioè il simbolo k-esimo dipende dai simboli dello stesso blocco e dalla loro distanza dal simbolo considerato.

Consideriamo il caso di un OFDM tradizionale in cui (vedi figura 2) $g_T(t)$ e $g_R(t)$ hanno il classico andamento a coseno rialzato ed inoltre, ponendo per l'ortogonalità

$$g_T(t) = 1 \quad \text{per } 0 \leq t \leq T$$

$$g_R(t) = 1/T_0 \quad \text{per } T_G \leq t \leq T$$

e, se $T_G \geq T_h$, dalle formule precedenti risulta:

$$\hat{C}_k = \sum_{n=S}^{N-S} c_n H(f_n) \delta(k-n) \quad \text{cioè} \quad \hat{c}_k = c_k H(f_k) \quad 8)$$

con $\delta(m)$ = impulso di Kronecker.

Dalla 8) risulta che, se l'intervallo di guardia T_G supera la durata T_h della risposta impulsiva del canale, il simbolo ricevuto in posizione k è uguale a quello trasmesso moltiplicato per il valore della funzione di trasferimento in corrispondenza della portante f_k , senza alcuna interferenza cosimbolica.

Questo risultato non è più valido se la durata della risposta impulsiva supera il tempo di guardia; supponendo ad esempio che la risposta impulsiva sia rappresentata da un'eco ritardata di D, con $D > T_G$, si ha:

$$h(t) = \delta(t) + \underline{a} \delta(t-D) \quad \text{con } \underline{a} = \text{attenuazione dell'eco;}$$

e ponendo:

$$\underline{a}_n = \underline{a} e^{-j2\pi(n-N/2)\Delta f D}$$

$$\xi(m) = \int_0^{T=T_G+T_0} g_T(t-D) g_R(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt = [G_T(f) e^{-j2\pi f D}] * G_R(f) |_{f=m\Delta f}$$

si ha:

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

$$\hat{C}_k = \sum_{n=S}^{N-S} c_n [\delta(m) + \alpha_n \xi(m)] \quad m=k-n \quad 9)$$

Dalla 9) si vede che un simbolo a distanza m da quello interferito presenta un coefficiente di interferenza dipendente da tale distanza e dalla posizione del simbolo interferente.

La 7) si può scrivere

$$\hat{C}_k = \sum_{m=k-(N-1)}^k c_{k-m} \Omega(m; k-m) = \Omega(0, k) \left[c_k + \sum_{m \neq 0} c_{k-m} \eta(m, k) \right]$$

con

$$\eta(m, k) = \frac{\Omega(m; k-m)}{\Omega(0, k)} = \text{coefficienti ICI (di interferenza cosimbolica)}$$

Nel caso reale, supponendo che la durata della risposta impulsiva non superi la durata T del blocco, nella ricezione di un blocco va tenuto conto solo del blocco precedente, come appare evidente dalla figura 2.

Infatti, se $T_h > T$, i simboli di un blocco possono al più sconfinare nel blocco successivo mescolandosi con i simboli che vi si trovano.

Indicando allora con $[c'_n \dots c'_{N-1}]$ la sequenza del blocco precedente e con

$$x'(t) = \sum c'_n \varphi_n(t+T) = e^{-j2\pi N/2\Delta f(t+T)} g_T(t+T) \sum_{n=0}^{N-1} c'_n e^{j2\pi \Delta f(t+T)}$$

il relativo involuppo complesso, si ricava l'espressione generale del simbolo k -esimo in ricezione:

$$\hat{C}_k = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \Omega(k-n; n) + \sum_{n=0}^{N-1} c'_n \Omega'(k-n; n) \quad 10)$$

in cui

$$\Omega'(m, n) = e^{j2\pi f n T} \int_0^T g''_T(t, n) g_R(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt$$

$$g''_T(t, n) = \int h(\tau) g_T(t+T-\tau) e^{-j2\pi f n \tau} d\tau$$

analogamente a quanto visto in precedenza la 10) si può scrivere

Ing. Roberto Dini

$$\hat{C}_k = \Omega(0,k) \left[c_k + \sum_{m \neq 0} c_{k-m} \eta(m;k) + \sum_m c_{k-m} \eta'(m;k) \right] \quad 10')$$

$$\eta'(m,k) = \frac{\Omega'(m;k-m)}{\Omega(0,k)} = \text{coefficienti ISI (di interferenza intersimbolica),}$$

funzione dei simboli appartenenti al blocco precedente.

Si può dimostrare che :

$$\Omega'(m,n) = e^{j2\pi f n T} H(f) \delta(m) - e^{j2\pi f n T} \Omega(m,n)$$

$$\eta'(m,k) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k T} \left[\frac{H(f_k)}{\Omega(0,k)} - 1 \right] & \text{per } m=0 \\ -e^{j2\pi f_{k-m} T} & \text{per } m \neq 0 \end{cases} \quad 11)$$

Per eliminare le interferenze ICI ed ISI occorre impiegare -- all'uscita del DFT un equalizzatore ad esempio del tipo DFE (Decision Feedback Equalizer), che è una struttura piuttosto complessa, rappresentata in figura 3, in cui, per la 7'), si è supposto $\eta'(0,k) = 0$.

L'equalizzatore suddetto consiste in una parte "Feedforward" (a sinistra) che determina i coefficienti $\eta(m,k)$ per minimizzare ICI, e una parte "Feedback" (a destra) in cui vengono calcolati i coefficienti $\eta'(m,k)$ per ridurre ISI.

Il blocco D rappresenta l'elemento decisionale che assegna ad ogni simbolo stimato $\bar{c}_k$ la posizione c_k più vicina della costellazione.

$e_k = \bar{c}_k - c_k$ rappresenta l'errore del simbolo. Di solito ogni 15-20 blocchi viene trasmesso un blocco noto, i cui simboli sono memorizzati nella memoria M del ricevitore; e_k viene periodicamente "rinfrescato" con valori reali e non stimati.

I coefficienti η sono calcolati secondo l'algoritmo LMS (Least Mean Squares):

$$\eta_{m,k}(t+T) = \eta_{m,k}(t) - \mu \hat{C}_k^*(t) e_k(t)$$

$$\eta'_{m,k}(t+T) = \eta'_{m,k}(t) + \mu c_k^* e_k(t)$$

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

con

μ = parametro di adattamento

$t+T$ indica il blocco successivo al blocco corrente t .

In figura 3 viene mostrata l'equalizzazione del simbolo k -esimo supponendo che l'interferenza sia dovuta solo ai due simboli adiacenti.

Naturalmente lo schema va ripetuto per ciascuno degli N simboli, per cui risulta evidente la complessità degli attuali sistemi di equalizzazione che devono utilizzare un elevato numero di sommatore, moltiplicatori e memorie (ritardi).

Riprendiamo il caso già visto di un canale la cui risposta impulsiva presenti una sola eco (ma i risultati, opportunamente interpretati, hanno validità del tutto generale), di attenuazione $\underline{a}$ e ritardo D . La risposta impulsiva è:

$$\underline{h}(t) = \delta(t) + \underline{a} \delta(t-D)$$

e quindi:

$$g'(t,n) = g_T(t) + \underline{a} g_T(t-D) e^{-j2\pi f_n D}$$

$$\Omega(m,n) = \xi(m) + \underline{a} e^{-j2\pi f_n D} \xi(m) \quad 12)$$

$$\eta(m,k) = \frac{\xi(m) + \alpha_{k-m} e^{-j2\pi \Delta f D} \xi(m)}{m1 + \alpha_k \xi(0)}$$

con

$$\alpha_k = \underline{a} e^{-j2\pi f_k D} \quad \xi(m) = \int_0^T g_T(t-D) g_R(t) e^{-j2\pi m \Delta f t} dt$$

Il calcolo dei coefficienti di interferenza richiede quindi la sola conoscenza dei coefficienti $\xi(m)$.

Per $D \leq T_G$ il prodotto $g_T(t-D) g_R(t)$ è una funzione a coseno rialzato di ampiezza $1/T_0$, di durata T_0 e centrata in $T_c = T_G + T_0/2$; indicando con $G_{T\Delta}(f)$ la trasformata di Fourier di una tale funzione di durata T_Δ e centrata nell'origine, si ha:

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

$$G_{T\Delta}(f) = \frac{T_{\Delta}}{T_0} \frac{\sin(\pi f T_{\Delta})}{\pi f T_{\Delta}} \frac{\cos(\gamma \pi f T_{\Delta})}{1 - 4(\gamma f T_{\Delta})^2}$$

Nel caso di $D > T_G$, il suddetto prodotto ha una trasformata di Fourier non semplicemente esprimibile in forma chiusa; tuttavia, se $D \geq T_G + 2\gamma T_0$ allora il prodotto è ancora una funzione a coseno rialzato sempre con ampiezza $1/T_0$, ma di durata $T_{\Delta} = T + 2\gamma T_0 - D$ e centrata in $T_c = (T - 2\gamma T_0 + D)/2$; in questo caso i coefficienti $\xi(m)$

$$\xi(m) = G_{T\Delta}(m\Delta f) e^{-j2\pi m\Delta f T_c}$$

ed in forma più esplicita

$$\xi(m) = \frac{1}{j2\pi m} \frac{\cos(\gamma \pi m\Delta f T_{\Delta})}{1 - 4(\gamma m\Delta f T_{\Delta})^2} [e^{j2\pi \Delta f T_{\Delta}} - 1] e^{-j2\pi m\Delta f (T_c - 2\gamma T_0)} \quad (13)$$

L'espressione 13) è importante perché consente, mediante 11) e 12), di ricavare analiticamente (dunque senza un processo adattivo) i coefficienti di interferenza a partire dalla sola conoscenza della risposta impulsiva del canale. quest'ultima può essere stimata abbastanza agevolmente precedendo di strutturare *una tantum* un blocco di dati da trasmettere come un impulso di Kronecker (funzione impulsiva) e di rilevare in ricezione il segnale proprio come risposta impulsiva del canale.

Noti i coefficienti di interferenza e scrivendo la 10') come segue:

$$c_k = \frac{1}{\Omega(0,k)} \sum_{m \neq 0} c_{k-m} \eta(m,k) - \sum_m c'_{k-m} \eta'(m,k)$$

la struttura dell'equalizzatore può essere del tipo illustrato in figura 4, in cui, analogamente a quanto fatto in figura 3, si suppongono significativi solo i coefficienti relativi ai simboli adiacenti al k-esimo, e per la causalità, nella parte FIR si sono approssimati i simboli ricevuti a quelli

Ing. Roberto Dini



equalizzati. Dal confronto degli schemi delle figure 3) e 4) appare evidente quanto l'invenzione risulti vantaggiosa in termini di semplificazione degli apparati e quindi di costo.

Si ritiene utile alla miglior comprensione dell'invenzione dare alcune indicazioni aggiuntive.

L'invenzione è applicabile nel seguente contesto:

- il canale di trasmissione deve essere lineare, cioè

$y(t) = x(t) * h(t)$ con $h(t)$ = risposta del sistema alla funzione impulsiva; come è noto, la trasformata di Fourier di $h(t)$ è la funzione di trasferimento del canale. La funzione impulsiva nel campo analogico è la ben nota funzione di Dirac $\delta(t) = 1$ per $t = 0$ e $\delta(t) = 0$ per $t \neq 0$. Nel campo digitale l'equivalente è l'impulso di Kronecker $\delta(n) = 1$ per $n = 0$ e $\delta(n) = 0$ per $n \neq 0$.

- il canale di trasmissione deve essere del tipo FIR (Finite Impulse Response), cioè la risposta all'impulso di Kronecker deve essere limitata nel tempo (limitato numero di echi).

- la distorsione del canale è rappresentata da un'eco ritardata di D e attenuata di a . Quindi se all'ingresso (trasmissione) si ha ad esempio $\delta(t)$, all'uscita (ricezione) si ottiene:

$$h(t) = \delta(t) + a \delta(t-D)$$

o, con notazione digitale,

$$h(m) = \delta(m) + a \delta(m-k)$$

Le conclusioni restano valide anche nel caso generale di più eco.

Deve comunque essere $D < T$ per limitare le considerazioni a due blocchi contigui.

L'invenzione parte dalle equazioni 11), 12) e 13), da cui risulta che i coefficienti η ed η' , che fino ad ora vengono

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

ricavati in modo adattivo, come in figura 3, risultano noti se si conoscono a e D , cioè attenuazione e ritardo dell'eco in ricezione.

In pratica si procede come indicato nello schema a blocchi di figura 4:

In un determinato intervallo T (che viene periodicamente ripetuto per tenere conto di eventuali variazioni nella risposta del canale), vengono inviati x_n tutti nulli, fuorché uno, cioè si testa il canale con la funzione di Kronecker. Ciò si può ottenere ad esempio usando un blocco di $c_n = 1/N$, per cui, dalle 5), risulta $x_0 = 1$ (trascurando la costante) e gli altri $x = 0$.

Se si vuole $x_k = 1$ deve essere $c_n = 1/N e^{-j2\pi nk/N}$.

In ricezione sono presenti solo x_k e x_{k+D} , cioè l'impulso e la sua eco ritardata di D e attenuata di $a = x_{k+D}/x_k$, con D e a facilmente misurabili.

Con un microprocessore, normalmente presente nel sistema per svolgere altre funzioni, vengono elaborate *una tantum* le formule 11), 12) e 13) per ricavare i coefficienti η (ICI) e η' (ISI). Non è perciò necessaria nessuna circuiteria ad hoc, come risulta evidente dalla figura 4.

La struttura dell'equalizzatore può essere del tipo illustrato in dettaglio in figura 5, in cui analogamente a quanto fatto in fig. 3, si suppongono significativi solo i coefficienti relativi ai simboli adiacenti al k -esimo e per causalità nella parte FIR si sono approssimati i simboli ricevuti a quelli equalizzati.

Possiamo riassumere che, se la distorsione del canale è costituita da una o più eco attenuate, che è il caso più

Ing. Roberto Dini
Roberto Dini

frequente, le relazioni 11), 12) e 13) permettono di determinare i coefficienti ISI e ICI conoscendo attenuazione e ritardo. Il modo più immediato per conoscere questi ultimi consiste nel trasmettere un solo impulso (Kronecker) e misurare il segnale ricevuto.

Dalla descrizione effettuata risultano chiare le caratteristiche del metodo oggetto della presente invenzione, così come chiari ne risultano i vantaggi.

In particolare il metodo secondo l'invenzione consente, rispetto ai sistemi attualmente usati, una semplificazione delle apparecchiature necessarie e quindi una riduzione dei costi come appare evidente dal confronto delle figure 3 e 5.

E' chiaro che numerose varianti possono essere apportate al metodo oggetto della presente invenzione, senza per questo uscire dai principi di novità insiti nell'idea innovativa, così come è chiaro che nella pratica attuazione dell'invenzione i componenti e le forme dei dettagli illustrati potranno essere diverse, e gli stessi potranno essere sostituiti con degli elementi tecnicamente equivalenti.

Ing. Roberto Dini



* * *

RIVENDICAZIONI

1. Metodo per ottenere i coefficienti di una rete equalizzatrice in un sistema di trasmissione di dati del tipo multiplex a divisione di frequenza ortogonale (OFDM) a N portanti con un tempo di guardia T_G , fissato e trasmesso in un canale distorto con massimo ritardo maggiore di T_G , caratterizzato dai seguenti passi:

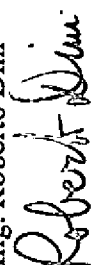
- si invia nel sistema, dal lato trasmissione, un segnale impulsivo;
- si rileva in ricezione l'eco del segnale trasmesso e se ne misurano il ritardo (D) e l'attenuazione (a);
- si calcolano i coefficienti ICI (η) e ISI (η') con le relazioni 11), 12) e 13) una sola volta, quindi senza processi adattivi.

2. Metodo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che gli impulsi di sagomatura dati in trasmissione e ricezione hanno andamento temporale a coseno rialzato con roll-off γ definito.

3. Metodo per ottenere i coefficienti di una rete equalizzatrice in un sistema di trasmissione di dati del tipo multiplex a divisione di frequenza ortogonale (OFDM), quale risulta dalla presente descrizione e dai disegni annessi.

4. Apparato per la trasmissione di dati, utilizzante il metodo secondo una o più delle rivendicazioni precedenti.

5. Apparato per la ricezione di dati, utilizzante il

Ing. Roberto Dini


metodo secondo una o più delle rivendicazioni precedenti.

* * *

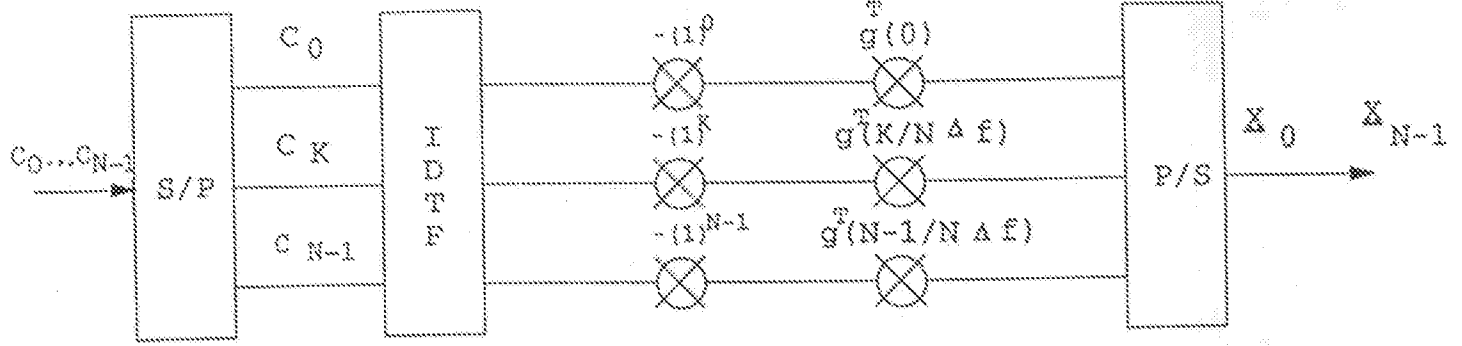
p.i. del proprietario

Ing. Roberto Dini

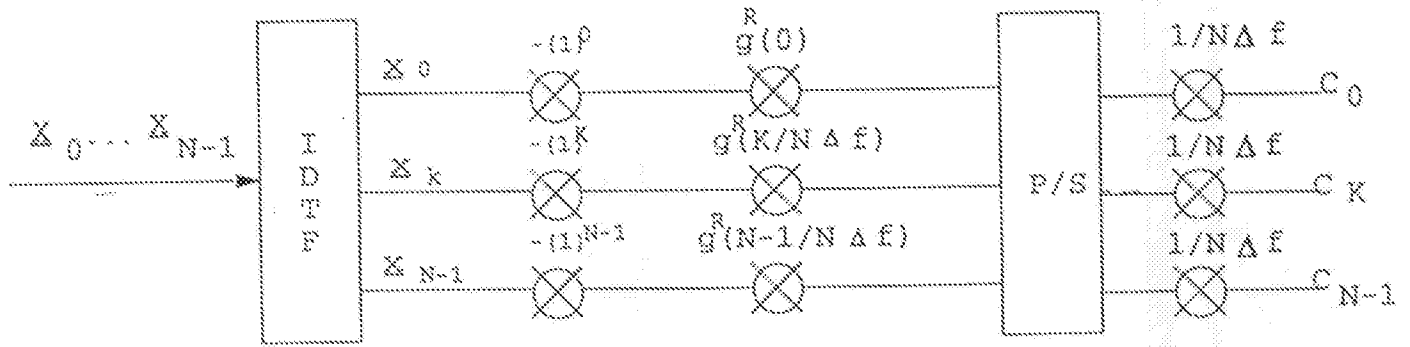
(N. Iscr. Albo 270)

Roberto Dini



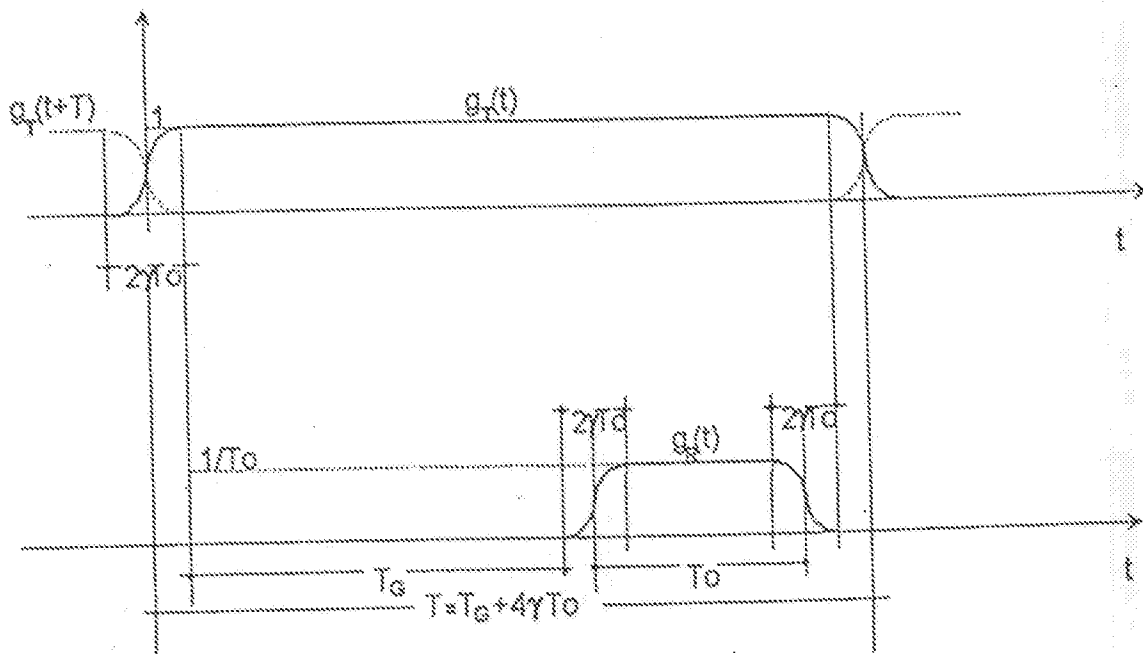


a) TRASMETTITORE



b) RICEVITORE

FIG. 1



ING. ROBERTO DINI
(N. Iscr. Albo 270)

Roberto Dini

FIG. 2

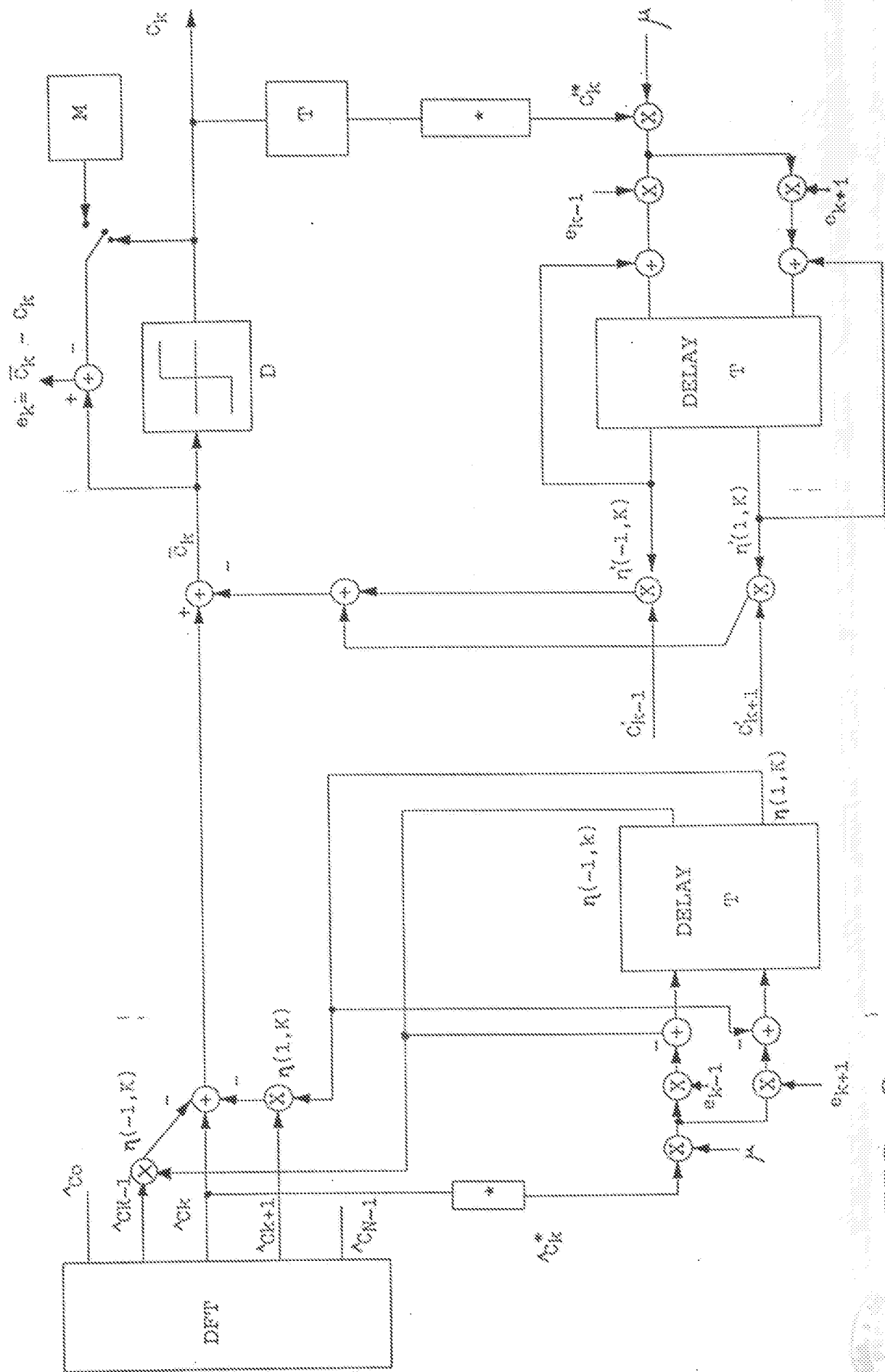


FIG. 3

ING. ROBERTO DINI
(N. Iscr. Albo 270)

Roberto Dini

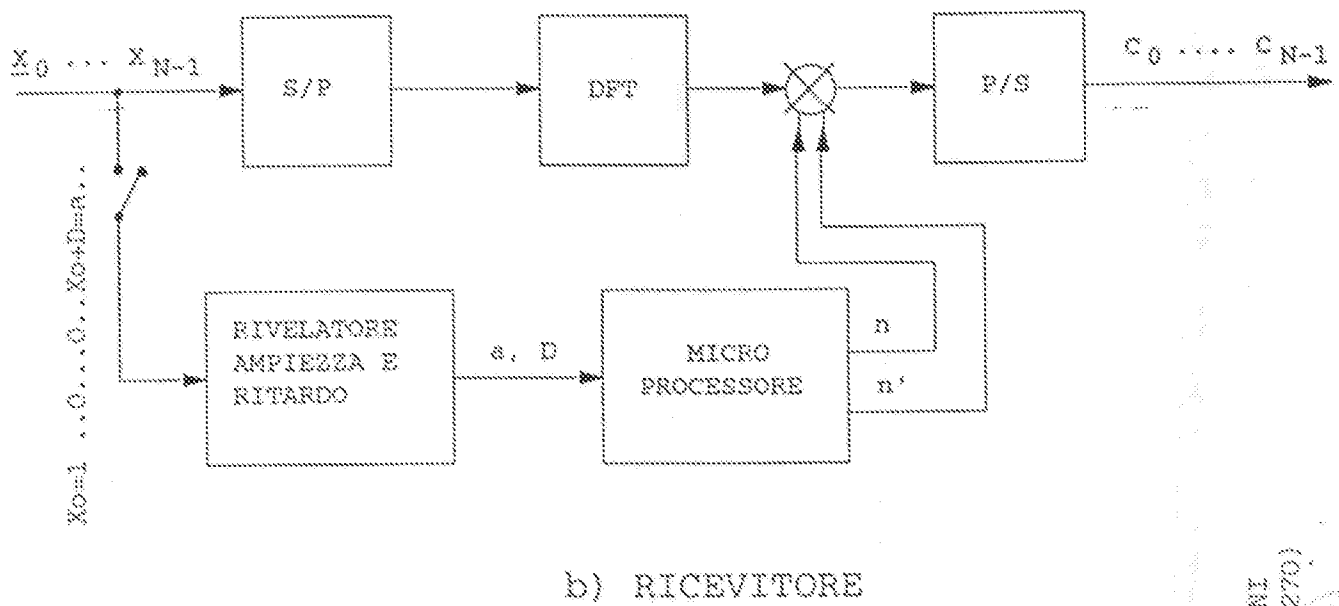
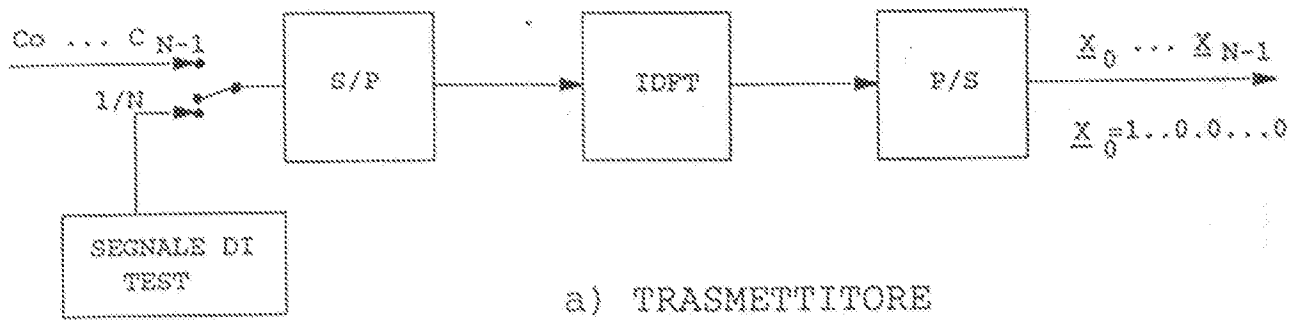


FIG. 4

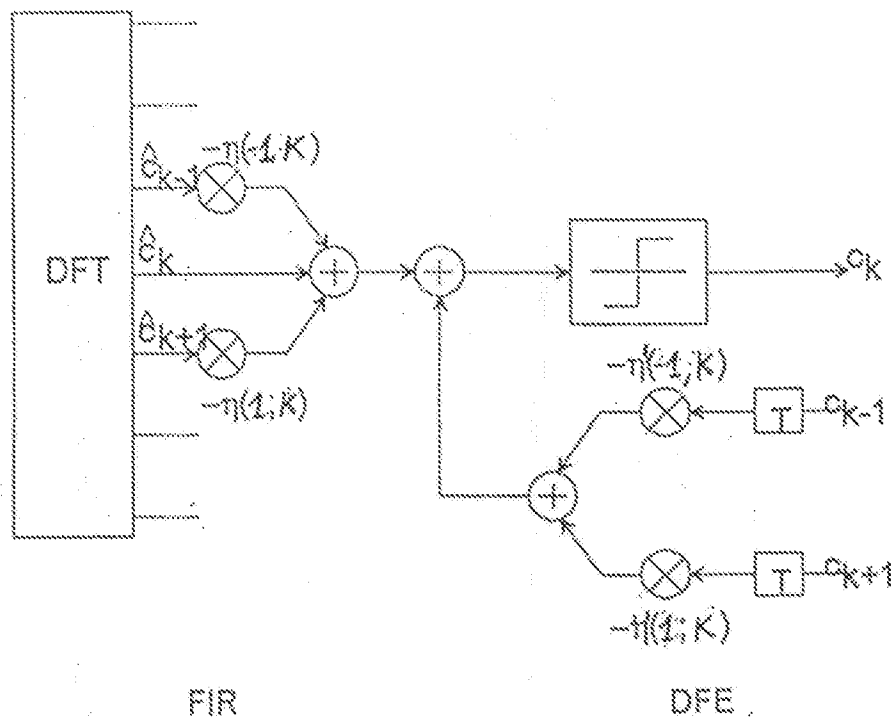


FIG. 5

ING. ROBERTO DINI
(N. Iscr. Albo 270)

Roberto Dini