



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

UIBM

DOMANDA NUMERO	101995900425347
Data Deposito	03/03/1995
Data Pubblicazione	03/09/1996

Priorità	9402520
Nazione Priorità	FR
Data Deposito Priorità	

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	B		

Titolo

PROCEDIMENTO DI EQUALIZZAZIONE PER RICEVITORE RADIOELETTRICO E RELATIVO RICEVITORE
--

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale dal titolo:
"Procedimento di equalizzazione per ricevitore radioelettrico e relativo ricevitore"

Di: THOMSON-CSF, nazionalità francese, 173 Boulevard
Haussmann, F-75008 Parigi, Francia

Inventori designati: François PIPON, Pascal CHEVALIER, Pierre VILA

Depositata il: 3 marzo 1995 T 95A001453

TESTO DELLA DESCRIZIONE

L'invenzione riguarda un procedimento che permette un'equalizzazione a captatore multiplo in un ricevitore radioelettrico che consiste in una demodulazione di un messaggio numerico, in presenza di percorsi multipli di propagazione e di sorgenti interferenti riducendo il numero di coefficienti da adattare necessario per il calcolo di un equalizzatore a captatore multiplo, per modulazioni formate da trame comprendenti sequenze di apprendimento e sequenze di simboli di informazioni. L'invenzione riguarda parimenti un ricevitore radioelettrico che mette in atto un tale procedimento.

Essa si applica in particolare alla gamma delle alte frequenze HF, particolarmente interessante nelle radiocomunicazioni poiché permette comunicazioni

a lunga distanza grazie ai fenomeni di riflessione sui diversi strati della ionosfera. Essa si basa su tecniche di elaborazione di antenna e necessita quindi l'utilizzazione di una schiera comprendente più captatori.

Per numerose applicazioni di radiocomunicazioni numeriche, la trasmissione fra l'emettitore ed il ricevitore si realizza secondo più cammini di propagazione. Poiché il tempo di ritardo fra i diversi cammini può essere superiore alla durata di un simbolo, diventa necessaria un'equalizzazione per compensare l'interferenza intersimbolica (IIS) così generata.

Questo fenomeno si produce in particolare nella gamma HF, dove i cammini multipli di propagazione, derivanti dalle riflessioni sui diversi strati della ionosfera, possono essere spazati di 5 ms, vale a dire più volte la durata di simbolo nel caso di modulazioni, la cui larghezza di banda è tipicamente dell'ordine di 3 KHz. Si produce parimenti in altre gamme di frequenze per comunicazioni a velocità molto elevata, del tipo GSM (270 kbit/s, vale a dire una durata di simbolo di 3,7 μ s), in ambiente urbano o montagnoso, dove i diversi cammini derivanti dalle riflessioni su diversi ostacoli (costruzioni, monta-

gne, ...) possono essere separati di 10 o 20 μ s.

In numerosi sistemi attualmente in servizio, l'adattamento a queste condizioni di propagazione è reso possibile tramite l'inserimento nella forma d'onda di sequenze di apprendimento conosciute dal ricevitore. Sono allora possibili diverse soluzioni per realizzare l'equalizzazione adattativa del segnale utile ricevuto.

Una prima soluzione consiste nell'utilizzare un algoritmo di Viterbi, che richiede preventivamente una stima del canale di propagazione attuata sfruttando la sequenza di apprendimento. Quest'equalizzazione presenta il vantaggio di minimizzare la probabilità di errore sull'intera sequenza di simboli di informazione, ma essa diviene piuttosto onerosa quando la durata della risposta all'impulso del canale è notevolmente superiore alla durata del simbolo. In effetti, il numero di stati che l'algoritmo di Viterbi deve trattare è pari a M^L , dove M è la cardinalità dell'alfabeto della modulazione e L la lunghezza della risposta all'impulso del canale in numero di periodi-simbolo. Questa soluzione è utilizzata per le applicazioni del tipo GSM, dove l'algoritmo di Viterbi comporta tipicamente 32 stati (L=5 e M=2).

SECRET

Nella gamma HF, campo privilegiato di applicazione dell'invenzione, il numero di stati diventa troppo rilevante affinché l'algoritmo di Viterbi possa essere attuato (tipicamente, M vale 4 o 8 e L vale 12, il che corrisponde ad una risposta all'impulso che si estende su 5 ms), per cui viene spesso utilizzata una seconda soluzione che impiega un equalizzatore del tipo DFE.

La seconda soluzione consiste nell'utilizzare le sequenze di apprendimento come replica di un algoritmo adattativo che minimizza un criterio di EQM (Errore Quadratico Medio). Questa soluzione utilizza un equalizzatore "a decisione nell'anello di retroazione", nota nella letteratura anglosassone sotto l'abbreviazione di DFE che sta per "Decision Feedback Equalizer".

Un tale equalizzatore tenta di fornire ad un organo di decisione adattato alla modulazione un segnale liberato dalla IIS, o in cui la IIS è stata fortemente ridotta. A questo fine, l'equalizzatore DFE utilizza filtri trasversali e ricorsivi auto-adattativi, che vengono adattati da un algoritmo del tipo a minimi quadrati ricorsivi preferito ad un algoritmo del gradiente per ragioni di velocità di convergenza. Nelle sequenze di apprendimento, i sim-

boli noti vengono utilizzati per adattare i diversi coefficienti. L'inseguimento delle variazioni del canale al di fuori dalle sequenze note è assicurato utilizzando simboli decisi alla bisogna come repliche.

L'equalizzatore DFE a singolo captatore permette di compensare l'IIS legata ai cammini multipli di propagazione, ma non permette di effettuare una ricombinazione in fase di questi diversi cammini. Così, in presenza di due cammini stazionari di pari ampiezza, l'equalizzatore DFE conduce a perdite di circa 3 dB rispetto ad un canale a rumore bianco gaussiano additivo: cerca di conservare il contributo di uno dei cammini e di eliminare il secondo grazie alla parte ricorsiva.

Inoltre, nella gamma HF, i diversi cammini di propagazione sono molto spesso influenzati da evanescenza piana. L'evanescenza o "fading" è un fenomeno legato alla variazione dei cammini multipli che si traduce in una variazione della potenza ricevuta, vale a dire in un'evanescenza dei cammini del segnale. Quando quest'evanescenza è rilevante, l'equalizzatore DFE assiste ad una degradazione delle sue prestazioni.

Dall'altra parte, in presenza di sorgenti di

disturbo, queste tecniche diventano rapidamente inefficaci e si rendono necessarie tecniche specifiche di lotte anti-disturbo note, quale la codifica a correzione di errore, la cancellazione del disturbo tramite filtraggio selettivo, l'utilizzazione di collegamenti in agilità di frequenza, ecc.. Queste tecniche, utilizzate in diversi sistemi funzionali, sono nonostante tutto limitate quando le interferenze sono rilevanti ed occupano tutta la banda del segnale utile. In tali condizioni, conviene utilizzare mezzi di lotta anti-disturbo con maggiori prestazioni basate sull'utilizzazione di tecniche di filtraggio di antenna.

Le tecniche di filtraggio di antenna, apparse all'inizio degli anni Sessanta, e di cui una è descritta in particolare in un articolo di P.W.Howells "Explorations in fixed and adaptative resolution at GE and SURC", IEEE Trans-Ant-Prop, vol.AP-24 n.5, pagg.575-584, settembre 1976 e di cui una sintesi esaustiva è presentata in una tesi di laurea dell'Università di Parigi Sud, giugno 1991, di P. Chevallier, intitolata: "Antenne adaptative: d'une structure linéaire à une structure non linéaire de Volterra", mirano a combinare i segnali ricevuti dai diversi captatori che costituiscono l'antenna in mo-

do da ottimizzare la risposta di quest'ultima nei confronti dello scenario di segnale utile e delle sorgenti di disturbo.

La scelta dei captatori e la loro disposizione è un parametro rilevante ed influisce in grande misura sulle prestazioni. Possono essere previsti tre tipi di possibilità:

- i captatori sono identici e disposti in diversi punti dello spazio e la discriminazione fra il segnale utile e le interferenze si realizza in funzione della direzione di arrivo;

- i captatori sono disposti in uno stesso punto dello spazio (antenna co-localizzata) e presentano diagrammi di radiazione diversi; la discriminazione si può allora realizzare in funzione della polarizzazione della direzione di arrivo;

- le due possibilità precedenti possono essere combinate: più antenne co-localizzate possono essere disposte in diversi punti dello spazio.

Dall'altra parte, poiché le condizioni di propagazione e di disturbo possono evolvere nel corso del tempo, è necessario poter adattare l'antenna in tempo reale a tali variazioni tramite l'utilizzazione di una particolare tecnica di filtraggio di antenna: l'antenna adattativa. Un'antenna adattativa

è un'antenna che rivela in modo automatico le sorgenti di interferenza, costruendo nella loro direzione dei buchi del suo diagramma di radiazione, migliorando la ricezione della sorgente utile senza conoscenza a priori sull'interferenza ed a partire da un'informazione minima sul segnale utile. Inoltre, grazie alla capacità di inseguimento degli algoritmi utilizzati, un'antenna adattativa è capace di rispondere automaticamente ad un ambiente che cambia.

Le antenne adattative sono caratterizzate dal modo in cui esse discriminano il segnale utile e le interferenze, vale a dire per la natura dell'informazione sul segnale utile che esse sfruttano. Questa discriminazione si può fare in cinque modi diversi:

- attraverso la direzione di arrivo,
- attraverso la modulazione,
- attraverso il tempo, ad esempio per collegamenti ad agilità di frequenza,
- attraverso la potenza,
- in modo cieco (per esempio, con i metodi di separazione delle sorgenti agli ordini superiori).

Fino ad un periodo molto recente, si è sempre previsto, nei sistemi di trasmissione, un funzionamento indipendente dalle tecniche di equalizzazione

adattative a captatore singolo e di antenna adattativa, il che conduce a prestazioni subottimali.

Così, il sistema descritto in un articolo di R. Dobson, intitolato: "Adaptative antenna array", domanda PCT/AU85/00157, febbraio 1986, che utilizza la discriminazione nel tempo, perviene in modo efficace alla reiezione delle interferenze, ma non cerca di ottimizzare il rapporto del segnale utile rispetto al rumore.

In un contesto di trasmissione, e quando nella forma d'onda vengono introdotte sequenze di apprendimento, è preferibile utilizzare le tecniche di elaborazione di antenna a discriminazione attraverso la modulazione, poiché queste ultime permettono di ottimizzare il rapporto segnale utile/rumore. La maggior parte delle tecniche oggi utilizzate attribuiscono pesi complessi a ciascuno dei captatori dell'antenna adattativa. Una tale antenna permette la reiezione delle interferenze, ma in presenza di cammini multipli di propagazione:

- essa "punta" nella direzione di uno dei cammini, vale a dire rimette in fase i contributi di questo cammino sui diversi captatori (per captatori omnidirezionali si ottiene quindi un guadagno in termini di rapporto segnale/rumore di $10 \log N$, dove N

è il numero dei captatori utilizzati), e

- essa cerca di eliminare i cammini scorrelati rispetto a quest'ultimo, perdendo così l'energia associata a questi cammini.

Al fine di migliorare le prestazioni di tale tecnica di elaborazione di antenna in presenza di cammini multipli di propagazione, è possibile accoppiarla ad una tecnica di equalizzazione a captatore singolo per ottenere un equalizzatore a captatore multiplo comprendente una parte spaziale, composta da diversi filtri disposti su ciascuno dei canali di ricezione, ed una parte temporale disposta all'uscita della parte spaziale. L'insieme dei filtri componente la parte spaziale e la parte temporale è adattato congiuntamente sullo stesso segnale di errore.

Sono già stati proposti e studiati diversi equalizzatori a captatore multiplo essenzialmente nel campo delle trasmissioni di radio mobile, descritti in particolare in un articolo di K.E.Scott, S.T.Nichols, intitolato: "Antenna Diversity with Multi-channel Adaptive Equalization in Digital Radio" ed in un articolo di P.Balaban, J.Salz, intitolato: "Optimum Diversity Combining and Equalisation in Digital Data Transmission with Applications to Cel-

lular Mobile Radio - Part I: Theoretical Considerations", IEEE Trans. on Com., vol.40, n.5, pagg.885-894, maggio 1992.

Essi sono stati sino ad ora previsti per combattere l'evanescenza selettiva generata dai cammini multipli, in un ambiente non disturbato. Questi equalizzatori sono costituiti da filtri con risposta all'impulso finita, uno su ciascuno dei canali, seguiti da un sommatore e poi da un equalizzatore monodimensionale che equalizza con la cadenza di simbolo. Il criterio utilizzato per ottimizzare questi equalizzatori a captatore multiplo è quello della minimizzazione dell'EQM fra la loro uscita ed una replica determinata dalle sequenze di apprendimento.

Nell'equalizzatore proposto da Scott et al., l'adattamento dei coefficienti si realizza attraverso un algoritmo ai minimi quadrati e la sua utilizzazione per un canale HF non è prevedibile tenuto conto delle forme d'onda utilizzate. In effetti, tenendo conto dell'allargamento temporale dei cammini multipli, il numero di coefficienti da adattare è troppo rilevante affinché l'algoritmo possa convergere sulla sequenza di apprendimento.

Lo scopo dell'invenzione è quello di rimediare agli inconvenienti sopra citati.

A questo fine, l'invenzione ha come oggetto un procedimento che permette un'equalizzazione a captatore multiplo in un ricevitore radioelettrico comprendente una parte spaziale accoppiata ad una parte temporale che comprende rispettivamente un numero determinato di filtri e riceve un segnale radioelettrico comprendente almeno una sequenza di apprendimento formata da simboli conosciuti dal ricevitore, nonché una sequenza di informazioni formata da simboli utili e consistente, in una prima fase di elaborazione preventiva del segnale ricevuto dal ricevitore, nel trasformare il segnale ricevuto attraverso almeno due captatori in un segnale equivalente in banda base, nel campionare il segnale in banda base con una cadenza multipla della cadenza di simbolo e nel filtrare il segnale campionato con un filtraggio passa-basso, caratterizzato dal fatto che, in presenza di interferenze e di cammini multipli di propagazione, esso consiste per ridurre il numero di coefficienti dei filtri da adattare, in una seconda fase di sincronizzazione, nell'effettuare una presa di sincronizzazione, nello stimare il numero dei cammini del segnale, i tempi di ritardo relativi dei diversi cammini e le loro potenze relative e nello stimare lo spostamento in frequenza

fra l'emissione e la ricezione del segnale per compensarlo e dal fatto che consiste, in una terza fase di equalizzazione a captatore multiplo, nel selezionare un numero determinato di cammini, secondo un criterio determinato, fra i cammini stimati nella fase di sincronizzazione, nel filtrare in un'elaborazione spaziale il segnale ricevuto dal ricevitore grazie ai filtri della parte spaziale, nel filtrare in un'elaborazione temporale grazie ai filtri della parte temporale il segnale di uscita della parte spaziale, i coefficienti rispettivi dei filtri della parte spaziale e della parte temporale essendo congiuntamente e periodicamente ricalcolati, a ciascuna iterazione, con un algoritmo adattativo che opera alla cadenza di simbolo per minimizzare l'errore di stima fra il segnale di uscita del ricevitore ed un segnale di replica.

L'invenzione ha parimenti per scopo un ricevitore radioelettrico comprendente almeno un equalizzatore a captatore multiplo in diversità spaziale comprendente una parte spaziale accoppiata ad una parte temporale e che riceve un segnale radioelettrico numerico comprendente almeno una sequenza di apprendimento formata da simboli conosciuti dal ricevitore ed una sequenza di informazioni formata da

simboli utili, caratterizzato dal fatto che esso comprende, al fine di ridurre il numero di coefficienti dei filtri da adattare nelle parti spaziale e temporale in presenza di interferenze di cammini multipli di propagazione:

- almeno due captatori accoppiati ad un blocco di elaborazione preventiva e di sincronizzazione del segnale di ingresso del ricevitore, le uscite del blocco essendo accoppiate rispettivamente ad una prima serie di ingressi e ad una seconda serie di ingressi della parte spaziale dell'equalizzatore, la prima serie di ingressi corrispondendo rispettivamente agli ingressi dei filtri spaziali rispettivi per ciascun cammino selezionato fra un numero determinato di cammini rivelati, e la seconda serie di ingressi corrispondendo rispettivamente agli ingressi di un blocco di calcolo di segnali di ingresso della parte trasversale della parte temporale dell'equalizzatore, e dal fatto che la parte trasversale della parte temporale comprende un filtro trasversale a coefficienti determinati, la parte temporale comprendendo inoltre una parte ricorsiva comprendente un organo di decisione la cui uscita è accoppiata all'ingresso di un filtro ricorsivo a coefficienti determinati, il filtro ricorsivo essendo

disposto in un anello e ricevendo sul suo ingresso la somma dei segnali di uscita della parte spaziale della parte trasversale, da cui è rimosso il segnale emesso dal filtro ricorsivo.

Il procedimento secondo l'invenzione permette, da una parte, di migliorare le prestazioni dei diversi equalizzatori a captatore singolo esistenti: nel caso di un ambiente stazionario, il procedimento secondo l'invenzione permette di guadagnare $10 \log N$ sul guadagno dell'antenna, dove N è il numero dei captatori, nel caso di captatori identici, nonché un guadagno sulla rimessione in fase dei cammini, di 3 dB nel caso di due cammini stazionari e di pari potenza.

Inoltre, il procedimento di equalizzazione a captatore multiplo secondo l'invenzione permette di migliorare in modo ancora più forte le prestazioni dell'equalizzazione a captatore singolo in presenza di evanescenza piatta su diversi cammini di propagazione.

La struttura di un ricevitore secondo l'invenzione che utilizza un equalizzatore a captatore multiplo permette dall'altra parte di ridurre notevolmente il numero di coefficienti da adattare rispetto alla struttura proposta da Scott et al. e può quindi

essere messo in opera su un canale HF o GSM.

Ulteriori caratteristiche e vantaggi dell'invenzione risulteranno più chiaramente grazie alla descrizione che segue, fatta con riferimento ai disegni annessi, che rappresentano:

- la fig.1 le principali fasi del procedimento secondo l'invenzione,
- la fig.2 le principali fasi della fase di trattamento preliminare,
- la fig.3 le principali fasi della fase di sincronizzazione del procedimento secondo l'invenzione,
- la fig.4 le principali fasi della fase di equalizzazione a captatore multiplo con adattamento, del procedimento secondo l'invenzione,
- la fig.5 una struttura di un ricevitore radioelettrico secondo l'invenzione,
- la fig.6 un algoritmo a traliccio spaziale utilizzato nel procedimento secondo l'invenzione,
- la fig.7 una schiera di antenne utilizzata dal ricevitore secondo l'invenzione, e
- la fig.8 una rappresentazione grafica che dimostra l'importanza della parte spaziale nella struttura dell'equalizzatore del ricevitore secondo l'invenzione.

La fase 1 del procedimento secondo l'invenzione

rappresentata nella fig.1 consiste in un trattamento preliminare di un segnale numerico ricevuto attraverso almeno due captatori C_n , con $n=1$ a N , di un ricevitore radioelettrico.

La fase 2 del procedimento secondo l'invenzione consiste in una sincronizzazione del segnale ricevuto pre-trattato su un segnale emesso comprendente sequenze di sincronizzazione conosciute dal ricevitore in presenza di interferenze e di cammini multipli.

La fase 2 di sincronizzazione precede necessariamente la fase 3 di equalizzazione a captatore multiplo comprendente un'elaborazione spaziale del segnale seguita da un'elaborazione temporale, le due elaborazioni essendo adattate in modo congiunto.

La fase 1 di trattamento preliminare si suddivide in tre fasi principali 4, 5 e 6 illustrate nella fig.2:

- la fase 4 consiste in una trasformazione in banda base del segnale radioelettrico emesso dai captatori C_n ,
- la fase 5 consiste in un campionamento con una cadenza T_e , T_e essendo un multiplo della cadenza di simbolo T_s , del segnale trasformato in banda base, e

- la fase 6 consiste nel filtraggio del segnale campionato attraverso un filtraggio passa.basso.

Il segnale pre-elaborato e sincrono emergente dalle fasi 1 e 2 è chiamato nel seguito "segnale emesso dai canali di ricezione".

La fase 2 di sincronizzazione a captatore multiplo si suddivide in tre fasi principali 7, 8 e 9 illustrate nella fig.3:

- la fase 7 consiste nell'effettuare la presa di sincronizzazione del segnale ricevuto dai captatori, su sequenze di apprendimento formate da simboli conosciuti dal ricevitore,

- la fase 8 consiste nello stimare il numero dei cammini presi dal segnale utile, nonché i tempi di ritardo relativi dei diversi cammini e le loro potenze relative, e

- la fase 9 consiste nello stimare lo spostamento in frequenza fra l'emissione e la ricezione. Questo spostamento in frequenza è compensato prima di effettuare l'equalizzazione a captatore multiplo.

La fase 3 di equalizzazione a captatore multiplo con adattamento si suddivide in cinque fasi principali 10 a 12 illustrate nella fig.4.

Nella fase 10 il procedimento secondo l'invenzione sceglie di adattarsi su K cammini selezionati

fra i P cammini reperiti all'uscita della fase 2 di sincronizzazione. A questo fine sono possibili più criteri di scelta:

- limitare il numero di coefficienti dell'elaborazione spaziale dell'equalizzazione per ragioni di potenza di calcolo o di ottimizzazione della velocità di convergenza, imponendo ad esempio $K \leq 2$,
- scegliere tutti i cammini la cui potenza relativa rispetto al cammino principale è sufficientemente forte affinché la rimessa in fase presenti un interesse, ad esempio una potenza relativa di -5dB,
- utilizzare simultaneamente i due criteri precedenti.

La fase 11 di elaborazione spaziale consiste nel filtrare il segnale di ingresso grazie a filtri disposti su ciascuno dei captatori componenti la schiera e permette di rimettere in fase i contributi di tutti i cammini selezionati, purché questi siano sufficientemente spaziali dal punto di vista spaziale il che corrisponde ad un coefficiente di correlazione spaziale fra i diversi vettori direttori "sufficientemente" inferiore a 1, nonché nel disporre il guadagno dell'antenna nella direzione del segnale utile.

L'elaborazione spaziale 11 permette dall'altra

parte la reiezione di eventuali interferenze.

La fase 12 di elaborazione temporale consiste nel filtrare il segnale di uscita dell'elaborazione spaziale 11 attraverso un filtro comprendente una parte trasversale ed una parte ricorsiva e permette di lottare contro la IIS che sussiste dopo l'elaborazione spaziale della fase 11, proveniente sia dai cammini non selezionati nell'algoritmo sia dai cammini troppo vicini dal punto di vista spaziale per poter essere separati nell'elaborazione spaziale della fase 11.

I coefficienti dei filtri utilizzati dalle elaborazioni spaziale e temporale, inerenti alle fasi 11 e 12, vengono adattati congiuntamente alla cadenza di simbolo T_s attraverso l'algoritmo di adattamento in modo da minimizzare un criterio di EQM per un segnale di replica ed il risultato della fase 3 di equalizzazione. Il segnale di replica è costituito o da simboli conosciuti appartenenti ad una sequenza di apprendimento o da simboli "decisi" quando il simbolo considerato appartiene ad una sequenza di informazione.

Un ricevitore radioelettrico secondo l'invenzione, che riceve un segnale numerico comprendente sequenze di apprendimento e di informazione, è illu-

strato schematicamente nella fig.5.

Questo ricevitore mette in opera il procedimento secondo l'invenzione e la descrizione che segue deve permetterne una migliore comprensione.

Un segnale emesso $d(t)$ arriva su una schiera di ricezione di un ricevitore secondo l'invenzione, comprendente un numero determinato di captatori C_n , con $n=1$ a N , dopo il suo passaggio nel canale ionosferico. Ciascuno dei P cammini di propagazione presi dal segnale viene ricevuto dall'antenna con un guadagno complesso $\alpha_i(t)$ e subisce un ritardo τ_i rispetto al segnale emesso. Il vettore $X(t)$ formato dai segnali ricevuti dai captatori è determinato con la formula seguente:

$$X(t) = \sum_{i=1}^P \alpha_i(t) d(t-\tau_i) S_i + B(t) \quad (1)$$

dove: S_i rappresenta il vettore direttore associato al cammino e ,

$B(t)$, un rumore additivo, indipendente dal segnale utile e che prende in considerazione i contributi del rumore di fondo e delle interferenze.

La non stazionarietà del canale ha effetto sulle ampiezze e le fasi dei diversi cammini, da cui la dipendenza nel tempo delle quantità $\alpha_i(t)$. Per con-

tro, i ritardi τ_i sono relativamente stabili su durate dell'ordine del quarto d'ora e possono quindi essere considerati come costanti.

I captatori C_n sono rispettivamente accoppiati all'ingresso di un blocco di elaborazione preventiva e di sincronizzazione 13 comprendente mezzi tradizionali, non rappresentati, per trasformare il segnale ricevuto dai captatori C_n in banda base, per campionare con la cadenza T_e per trasformare in banda base e filtrare passa-basso, nonché mezzi tradizionali di sincronizzazione in presenza di disturbo. Le uscite del blocco 13 corrispondono ai canali di ricezione rispettivi per ciascun captatore C_n e supportano ciascuno una parte del segnale complesso in banda base campionato con la cadenza T_e .

I tempi di ritardo stimati possono esprimersi in funzione di T_e : $\tau = p_i T_e$ ed il segnale campionato $X(nT_e)$ ricevuto dall'antenna può allora scriversi:

$$X(nT_e) = \sum_{i=1}^P \alpha_i d(nT_e - p_i T_e) S_i + B(nT_e)$$

(2)

La struttura dell'equalizzatore a captatore multiplo accoppiato all'uscita del blocco 13 comprende una prima parte chiamata "parte spaziale" ed una seconda parte chiamata "parte temporale". La di-

ensione S della parte spaziale, che definisce un numero di coefficienti necessari per il suo calcolo, è determinata dal prodotto del numero K di cammini selezionati all'uscita della fase 6 per il numero N di captatori C_1 a C_N . La parte spaziale permette di respingere le eventuali interferenze, di collocare il guadagno dell'antenna equivalente alla schiera di captatori C_n nella direzione del segnale utile e, se possibile, di rimettere in fase i cammini multipli associati al segnale utile.

In un equalizzatore a captatore multiplo tradizionale, quale quello proposto da Scott et al., la parte spaziale comprende un filtro con risposta all'impulso finita o FIR disposto su ciascun canale di ricezione. Ciascun filtro comprende un numero determinato di coefficienti in modo da poter coprire la totalità del canale di trasmissione. Ciascuno di questi coefficienti è materializzato nella fig.5 da una casella delimitata da una linea chiusa discontinua. Per coprire un canale la cui lunghezza nella gamma HF può essere tipicamente di 5 ms e campionando a 3 KHz, il numero di coefficienti necessari su ciascuno dei canali è di $3 \times 5 = 15$.

Nella parte spaziale dell'equalizzatore a captatore multiplo del ricevitore secondo l'invenzione,

il numero di coefficienti da adattare è fortemente ridotto. Sono da calcolarsi soltanto K coefficienti per canale, tipicamente uno, due o tre coefficienti in HF. Ciascun coefficiente trattenuto è materializzato nella fig.5 da una casella delimitata da una linea chiusa continua ($K=2$ fig.5). Questi K coefficienti per canale permettono di definire K vettori, ciascuno di questi vettori formando rispettivamente un filtro spaziale verticale W_k con $k=1$ a K , delimitati da una linea chiusa continua. Ciascuno di questi filtri W_k pondera un vettore di segnale $X_k(n)$.

$X_k(n)$ è definito come il vettore che permette, all'istante n , di tener conto nell'equalizzatore del simbolo $d(n)$ sul cammino k .

Questa struttura permette quindi di ridurre il numero dei coefficienti della parte spaziale. Le uscite dei filtri W_k sono sommate da un primo sommatore 14 la cui uscita, che fornisce il segnale $z_s(n)$, è accoppiata ad un primo ingresso di operando positivo di un primo comparatore 15, corrispondente parimenti ad un primo ingresso della parte temporale.

Va notato che la fase di sincronizzazione 2 è stata effettuata sovracampionando il segnale di ingresso $d(t)$ rispetto alla cadenza di simbolo, il che permette di stimare con una migliore precisione i

ritardi dei diversi cammini all'atto della sincronizzazione e dunque di recuperare il massimo di energia su ciascuno dei cammini selezionati nel seguito nella fase 3 di equalizzazione a captatore multiplo.

La precisione sulla stima dei ritardi è dunque particolarmente importante per assicurare le prestazioni ottimali dell'equalizzatore a captatore multiplo del ricevitore secondo l'invenzione. Dall'altra parte, la struttura non è fissa e la fase 2 di sincronizzazione permette un seguito della parte spaziale della struttura, quando uno dei cammini scompare (buco di "evanescenza") o compare, o ancora quando i tempi di ritardo sono modificati, ad esempio nel caso di una deriva di orologio fra l'emissione e la ricezione.

La parte spaziale comprende parimenti un blocco di calcolo 16 dei segnali di ingresso di una prima parte della parte temporale chiamata "parte trasversale". Il blocco di calcolo 16 riceve su una prima serie di ingressi i segnali emessi rispettivamente dalle uscite del blocco di trattamento preliminare e di sincronizzazione 13 e riceve su una seconda serie di ingressi i vettori segnale $X_k(n)$ emessi rispettivamente dai filtri spaziali W_k .

Il funzionamento particolareggiato del blocco 16 è descritto nel seguito.

La parte trasversale è destinata a compensare l'interferenza intersimbolica IIS che sussiste all'uscita della parte spaziale.

La parte trasversale riceve dunque i segnali forniti dal blocco di calcolo 16 e comprende un filtro trasversale a T coefficienti chiamato nel seguito "HT". Le uscite del filtro HT sono sommate da un secondo sommatore 17 la cui uscita, che fornisce il segnale $z_T(n)$ è accoppiato ad un secondo ingresso di operando positivo del comparatore 15.

L'uscita del comparatore 15 è accoppiato ad un primo ingresso di una seconda parte della parte temporale chiamata "parte ricorsiva". La parte ricorsiva comprende, in un circuito principale, un organo di decisione 18 ed in un anello 19 un filtro ricorsivo chiamato nel seguito "HR" con R coefficienti. Questo filtro HR riceve sul suo ingresso il segnale fornito dall'organo di decisione 18 ed il suo segnale di uscita è iniettato su un terzo ingresso di operando negativo del comparatore 15.

L'uscita del comparatore 15 è riiniettata, da una parte, sull'ingresso dell'organo di decisione 18 e, dall'altra parte, su un primo ingresso di operan-

do positivo di un secondo comparatore 20 che riceve su un secondo ingresso di operando negativo il segnale di replica chiamato parimenti replica $d(n)$. L'uscita del secondo comparatore 20 fornisce un segnale di errore di stima $e(n)$ minimizzato.

L'uscita della parte temporale fornisce dei simboli "decisi".

Le parti spaziale e temporale sono adattate in modo congiunto alla cadenza di simbolo T_s rappresentata da un interruttore disposto fra il sommatore 14 della parte spaziale e la parte temporale, in modo da minimizzare un criterio di EQM fra il segnale di replica chiamato parimenti replica $d(t)$ ed il segnale di uscita dell'equalizzatore a captatore multiplo $z(t)$.

Idealmente, il criterio ottimizzato per il calcolo dei diversi filtri Z_k , HT e HR che compongono la struttura è un criterio di EQM fra il segnale di uscita $z(t)$ e la replica $d(t)$. E' determinato dalla formula seguente:

$$\xi = E[|z(t) - d(t)|^2] \quad (3)$$

Poiché le statistiche dei segnali non sono conosciute in modo preciso, il calcolo dei diversi filtri W_k , HT e HR si realizza tramite un algoritmo adattativo che opera alla cadenza di simbolo T_s ed

ottimizzando, per ciascuna interazione, dunque per ciascun campione n , un criterio di EQM stimato secondo la formula seguente:

$$\hat{\xi}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |z(i) - d(i)|^2 \quad (4)$$

L'algoritmo adattativo è qui definito per un canale stazionario e converge verso la soluzione che raggiunge il minimo di EQM fra $d(t)$ e $z(t)$. Nel caso non stazionario, l'algoritmo minimizza l'EQM su una ridotta durata legata al grado di non stazionarietà del canale. Questo viene realizzato ponderando i campioni dell'EQM con una finestra generalmente esponenziale. Il criterio da minimizzare in corrispondenza per ciascun campione è determinato dalla formula seguente:

$$\hat{\xi}_\lambda(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |z(i) - d(i)|^2 = \lambda \hat{\xi}_\lambda(n-1) + |z(n) - d(n)|^2 \quad (5)$$

dove λ è il fattore di memoria dell'algoritmo ($0 < \lambda \leq 1$). Il caso stazionario corrisponde ad un fattore di memoria pari a 1.

Per poter seguire al meglio le variazioni del canale, l'algoritmo deve minimizzare $\hat{\xi}_\lambda(n)$ per cia-

scun campione n del segnale $d(t)$, il che necessita di conoscere la replica $d(n)$ per ciascun campione. Ora, la replica non è conosciuta per definizione soltanto sulle sequenze di apprendimento. Sulle sequenze di simboli di informazioni è possibile continuare l'adattamento dell'algoritmo utilizzando il principio impiegato nell'equalizzatore DFE che calcola all'inizio l'uscita $z(n)$ ottenuto utilizzando i filtri ottimizzati all'istante $n-1$ e che decide il simbolo $\hat{d}(n)$. Il simbolo $\hat{d}(n)$ così stimato viene utilizzato come replica, $d(n) = \hat{d}(n)$, per effettuare una nuova interazione dell'algoritmo.

Per ciascun campione n , il segnale $z(n)$, sul quale l'organo di decisione 18 lavora, si decompone in tre quantità provenienti rispettivamente dalla parte spaziale, dalla parte ricorsiva e dalla parte trasversale. Il segnale $z(n)$ è allora definito dalla formula seguente:

$$z(n) = z_s(n) - z_r(n) + z_T(n) \quad (6)$$

All'ingresso della parte spaziale, i vettori segnale seguenti i rispettivi di ciascun captatore C_n , con $n=1$ a N , vengono utilizzati dall'algoritmo adattativo e sono della forma seguente:

$$X_k(n) = X(nTs + p_k T_e) \quad \text{per } k=1, \dots, K \quad (7)$$

ossia

$$X_k(n) = \alpha_k d(nT_s) S_k + \sum_{i \neq k} \alpha_i d[nT_s - (p_i - p_k) T_e] S_i + B(nT_s + p_k T_e) \quad (8)$$

dove k corrisponde ad un cammino determinato selezionato durante la fase 1 di sincronizzazione.

Così, ciascuno di questi vettori $X_k(n)$ contiene una parte correlata con la replica $d(n)$, il termine $\alpha_k d(nT_s) S_k$, ed una parte IIS che deve essere compensata dalla parte spaziale e/o della parte temporale. L'algoritmo di adattamento cerca di rimettere in fase i diversi contributi dei vettori $X_k(n)$ correlati con la replica $d(n)$.

Il vantaggio della struttura proposta appare dunque chiaramente dall'analisi della formula (8):

per rimettere in fase i K cammini che arrivano sull'antenna, vale a dire per "approfittare" dell'energia dei K cammini nell'equalizzatore, non è necessario disporre un filtro FIR su ciascun captatore come nell'equalizzatore a captatore multiplo proposto da Scott et al.. La dimensione del filtro FIR deve essere legata alle dimensioni del canale e comprende quindi un gran numero K' di coefficienti. E' sufficiente disporre un filtro comprendente K coefficienti, il che corrisponde a scegliere K coefficienti fra i K' coefficienti che compongono il fil-

tro FIR dell'equalizzatore a captatore multiplo proposto da Scott et al.. Il numero di coefficienti è dunque fortemente ridotto, il che permette all'algoritmo di adattamento di convergere più rapidamente verso la soluzione ottimale. Poiché l'algoritmo si adatta sulle sequenze di apprendimento, vale a dire sul numero dato di interazione, la struttura proposta conduce dunque a migliori prestazioni rispetto all'equalizzatore a captatore multiplo proposto da Scott et al.. D'altra parte, per poter dare buoni risultati in ambienti non stazionari, il numero di coefficienti da adattare deve essere il più ridotto possibile.

L'uscita della parte spaziale si esprime, indicando con W_k il vettore dei pesi che pondera il segnale $X_k(n)$, con la formula seguente:

$$z_S(n) = y(n) = \sum_{k=1}^K W_k^* X_k(n) \quad (9)$$

+ all'esponente rappresenta l'operazione di trasposizione-coniugazione.

Indicando con $X_S(n) = [X_1^T(n) \dots X_K^T(n)]^T$ dove T

all'esponente rappresenta l'operazione di trasposizione in uno spazio vettoriale, il vettore segnale di ingresso della parte spaziale e $W_s [W_1^T \dots W_K^T]^T$

il vettore pesi della parte spaziale, il segnale di uscita dalla parte spaziale si esprime allora con la formula seguente:

$$z_s(n) = y(n) = W_s^* X_s(n) \quad (10)$$

L'uscita della parte ricorsiva si scrive in funzione di HR, il filtro che pondera la parte ricorsiva e dei simboli n-1 a n-R e si esprime con la formula seguente:

$$z_R(n) = \sum_{i=1}^R HR_i^* d(n-i) \quad (11)$$

dove $d(n) = \hat{d}(n)$ sulle sequenze di informazioni e * all'esponente rappresenta l'operazione di coniugazione sui numeri complessi.

I simboli n-1 a n-R sono o i simboli conosciuti nelle sequenze di apprendimento o i simboli decisi, $d(n) = \hat{d}(n)$, alle interazioni precedenti sulle sequenze di informazione.

I campioni in ingresso della parte trasversale vengono calcolati dal blocco di calcolo 16 a partire dai segnali emessi dal blocco 13 e dai filtri W_k agli istanti $n+1$ a $n+T$ e dipendono quindi dal sistema di ponderazione della parte spaziale. Sono proponibili due metodi nell'algoritmo per il calcolo di questi campioni:

- un primo metodo consiste in un aggiornamento dell'insieme dei campioni della parte trasversale con il vettore $W_s(n-1)$ calcolato all'interazione precedente utilizzando la formula seguente:

$$y(n+k/n-1) = W_s(n-1) \cdot X_s(n+k) \quad k=1, \dots, T \quad (12)$$

Per ragioni di ottimizzazione della potenza di calcolo, è possibile utilizzare un secondo metodo:

- in questo secondo metodo, la parte trasversale è costituita da una linea di ritardo. Per il simbolo n , l'algoritmo calcola dunque unicamente il campione $y(n+T/n-1)$ a partire dal vettore pesi $W_s(n-1)$, gli altri campioni essendo stati calcolati al momento delle interazioni precedenti. $y(n+T-1/n-1)$ viene quindi calcolato a partire dai vettori peso $W_s(n-2)$, $y(n+T-2/n-1)$ a partire da $W_s(n-3)$, ...

A partire dai campioni $y(n+k/n-1)$ calcolati con uno dei due metodi precedenti, l'uscita della parte trasversale si esprime con la formula seguente:

$$z_T(n) = \sum_{i=1}^T HT_i^* y(n+i/n-1)$$

(13)

dove HT è il filtro della parte trasversale.

A ciascuna interazione dell'algoritmo di aggiornamento del sistema di filtri (W, HR, HT) componenti la struttura, bisogna inizialmente effettuare il calcolo dei campioni della parte trasversale $y(n+k/n-1)$ per $k=1, \dots, T$. I campioni così calcolati costituiscono gli ingressi dell'algoritmo di adattamento, così come il vettore $X(n)$ ed i simboli corrispondenti alle interazioni precedenti $d(n-1)$ a $d(n-R)$. Poi, l'algoritmo di adattamento effettua la ricerca del sistema ($W(n)$, $HR(n)$, $HT(n)$) che conduce alla minimizzazione del criterio $\xi\lambda(n)$.

Possono essere utilizzati diversi algoritmi per calcolare il sistema di filtri (W, HR, HT) e conduce ciascuna interazione alla minimizzazione del criterio dell'EQM stimato $\xi\lambda(n)$. L'algoritmo considerato è un algoritmo dei minimi quadrati, preferito rispetto ad un algoritmo del gradiente per ragioni di migliore velocità di convergenza. Fra gli algoritmi dei minimi quadrati, l'algoritmo del traliccio spaziale illustrato nella fig.6 viene utilizzato per adattare in modo congiunto le parti spaziale e tem-

porale. Analogamente, qualunque altro algoritmo ai minimi quadrati condurrebbe agli stessi risultati.

L'algoritmo a traliccio spaziale non stima in modo diretto il sistema di filtri (W, HR, HT). A ciascuna interazione, i campioni corrispondenti alle parti spaziale, ricorsiva e trasversale vengono iniettati nella struttura a traliccio ed i coefficienti del traliccio $C(i, j)$, chiamati parimenti moltiplicatori adattativi, vengono calcolati in modo da minimizzare la potenza dell'errore di stima $e(n)=z(n)-d(n)$. L'algoritmo a traliccio spaziale esiste in due versioni: la versione "a priori" e la versione "a posteriori". La versione "a priori" si esprime attraverso la sequenza delle seguenti istruzioni che fanno in parte riferimento alle sequenze di simboli conosciuti;

l'ordine del traliccio è indicato con: ordine
= $R+T+S+1$;

- in una fase di inizializzazione:

$\gamma(0)=1$

$i=1 \rightarrow R \quad E(i)=d(n-i)$

inizializzazione della parte ricorsiva

$i=1 \rightarrow T \quad E(R+i)=y(n+i/n-1)$

inizializzazione della parte trasversale

$i=1 \rightarrow S \quad E(R+T+i)=x(i)$

inizializzazione della parte spaziale, dove
 $x(i)$ è la i -esima componente del vettore $X(n)$
 $i = \text{ordine}$ $E(\text{ordine}) = d(n)$

inizializzazione del segnale replica

- poi di $p=1 \rightarrow \text{ordine}$:

$$\alpha(p) = \lambda \alpha(p) + \gamma(p-1) |E(p)|^2$$

$$\gamma(p) = \gamma(p-1) - \gamma(p-1)^2 |E(p)|^2 / \alpha(p)$$

$i = p+1 \rightarrow \text{ordine}$:

$$E(i) = E(i) - C(i, p) * E(p)$$

$$C(i, p) = C(i, p) + \gamma(p-1) E(p) E(i) * / \alpha(p)$$

e dall'altra parte sulle sequenze di simboli di informazione.

La fase di inizializzazione è identica alla fase di inizializzazione precedente, eccetto per il fatto che $E(\text{ordine})$ non viene inizializzato poiché non è conosciuta la replica. E' dunque necessario stimare la replica. A questo fine, l'algoritmo di adattamento aggiorna in un primo momento le diverse quantità che intervengono nell'algoritmo del traliccio spaziale e senza lavorare su $E(\text{ordine})$, vale a dire:

- da $p=1 \rightarrow \text{ordine}-1$:

$$\alpha(p) = \lambda \alpha(p) + \gamma(p-1) |E(p)|^2$$

$$\gamma(p) = \gamma(p-1) + \gamma(p-1)^2 |E(p)|^2 / \alpha(p)$$

poi da $i = p+1 \rightarrow \text{ordine}-1$:

$$E(i) = E(i) - C(i, p) * E(p)$$

$$C(i, p) = C(i, p) + \gamma(p-1)E(p)E(i) / \alpha(p)$$

L'uscita dell'equalizzatore a captatore multiplo viene poi calcolata grazie ai diversi segnali di errore e si esprime con la formula seguente:

$$z(n) = \sum_{i=1}^{\text{ordine}-1} C(\text{ordine}, i) * E(i)$$

(14)

L'organo di decisione 18 decide successivamente il segnale $d(n)$ a partire da $z(n)$ ed aggiorna l'ultima parte della struttura del traliccio:

- in una fase di inizializzazione:

$$E(\text{ordine}) = d(n)$$

- poi da $p=1 \rightarrow \text{ordine}-1$:

$$E(\text{ordine}) = E(\text{ordine}) - C(\text{ordine}, p) * E(p)$$

$$C(\text{ordine}, p) = C(\text{ordine}, p) + \gamma(p-1)E(p)E(\text{ordine}) / \alpha(p)$$

Per il calcolo della parte trasversale, a ciascuna interazione del traliccio, in un primo tempo è necessario calcolare i campioni della parte trasversale, vale a dire i campioni ottenuti all'uscita della parte spaziale per $X(n+1), \dots, X(n+T)$.

L'uscita della parte spaziale corrisponde al contributo della parte spaziale nel segnale rimosso rispetto alla replica. Il segnale rimosso rispetto alla replica si esprime, a partire dai diversi se-

gnali di errore $E(1) \rightarrow E(\text{ordine}-1)$, con la formula seguente:

$$z = \sum_{i=1}^{\text{ordine}-1} C(\text{ordine}, i) * E(i) \quad (15)$$

Per calcolare l'uscita della parte spaziale corrispondente a $X(n+k)$ con $k=1 \rightarrow T$, è dunque sufficiente calcolare il contributo della parte spaziale ai diversi segnali di errore. Al fine di ridurre la potenza di calcolo, i campioni corrispondenti alla parte spaziale sono collocati a destra del traliccio ed è allora sufficiente calcolare il contributo della parte spaziale ai segnali di errore $E(R+T+1)$ a $E(R+T+S)$: nel calcolo interviene soltanto dunque la parte del traliccio delimitata da una linea chiusa continua sulla fig.6.

Sia $Es(i)$ il contributo della parte spaziale al segnale di errore $E(i)$. Il calcolo di $Es(i)$ si effettua allora con la sequenza di istruzioni seguenti:

- in una fase di inizializzazione:

$$Es(i+R+T) = x(i) \quad \text{per } i=1 \rightarrow S, \text{ dove } x(i) \text{ è la } i\text{-esima componente del vettore } X(n+k)$$

- poi per $i=R+T+1 \rightarrow R+T+S$, aggiornamento dei segnali di errore $Es(i)$, per $j=i+1 \rightarrow R+T+S$ a partire dal se-

gnale di errore $Es(i)$:

$$i=R+T+1 \rightarrow R+T+S$$

$$j=i+1 \rightarrow R+T+S \quad Es(i) = Es(j) - C(j, i) * Es(i)$$

L'uscita della parte spaziale si esprime allora in funzione dei segnali di errore $Es(i)$ calcolati in precedenza con la formula seguente:

$$y = \sum_{i=R+T+1}^{\text{ordine}-1} C(\text{ordine}, i) * E(i) \quad (\text{ordine}-1=R+T+S) \quad (16)$$

L'esempio seguente permette di dimostrare l'utilità rispettiva della parte spaziale e della parte temporale dell'equalizzatore a captatore multiplo.

Un segnale utile arriva sull'antenna seguendo due cammini di propagazione. Il vettore segnale ricevuto dall'antenna si esprime con la formula seguente:

$$X(t) = \alpha_1 d(t) S_1 + \alpha_2 d(t-\tau) S_2 + B(t) \quad (17)$$

Secondo la formula (7) la parte spaziale della struttura è costituita dai vettori $X(t)$ e $X(t+\tau)$. L'uscita della parte spaziale $y(t)$ si esprime dunque nel modo seguente:

$$y(t) = W_1^* X(t) + W_2^* X(t+\tau) \quad (18)$$

sia:

$$y(t) = d(t) [\alpha_1 W_1^* S_1 + \alpha_2 W_2^* S_2] + \\ d(t-\tau) [\alpha_2 W_1^* S_2] + d(t+\tau) [\alpha_1 W_2^* S_1] + \\ W_1^* B(t) + W_2^* B(t+\tau)$$

(19)

L'uscita della parte spaziale $y(t)$ comprende quindi tre componenti: una componente corrispondente al segnale utile $d(t)$, una componente corrispondente alla IIS generata da $d(t-\tau)$ e $d(t+\tau)$ ed una componente corrispondente al rumore (rumore di fondo+ interferenze).

Supponiamo che la parte temporale della struttura sia assente: $T=R=0$. L'algoritmo che adatta la struttura minimizza l'EQM fra $y(t)$ e $d(t)$, dunque l'algoritmo cerca di annullare i due termini contenenti la IIS, poiché questi ultimi sono scorrelati rispetto alla replica $d(t)$. La IIS viene trattata dall'antenna nello stesso modo di eventuali interferenze.

La simulazione seguente permette di analizzare il comportamento di una tale struttura che non comprende una parte temporale. Un esempio di antenna utilizzata per la simulazione che comprende cinque captatori omnidirezionali C_1 a C_5 disposti sui lati di triangolo equilatero è illustrata nella fig.7. L'angolo formato dei due lati del triangolo è scelto

pari a 60° .

L'antenna riceve due cammini scorrelati, con azimut identico pari a 0° , con potenza $\pi_s=10$ dB. Il sito del primo cammino vale 40° e si fa variare il sito del secondo cammino. Il rumore di fondo ha una potenza $\sigma^2=0$ dB e si suppone che l'antenna non riceva interferenze. Le potenze di uscita del segnale utile, della IIS e del rumore di fondo si esprimono rispettivamente con le formule qui sotto riportate:

$$S = |\alpha_1 W_1^+ S_1 + \alpha_2 W_2^+ S_2|^2 = \pi_s [W_1^+ S_1 + W_2^+ S_2]^2 \quad (20)$$

$$IIS = \pi_s [|W_1^+ S_2|^2 + |W_2^+ S_1|^2] \quad (21)$$

$$B = W_1^+ R b b W_1 + W_2^+ R b b W_2 = \sigma^2 [W_1^+ W_1 + W_2^+ W_2] \quad (22)$$

Nella fig.8, le curve seguenti $S/(IIS+B)$, S/B , IIS/B sono tracciate in un riferimento cartesiano, dove l'asse delle ordinate rappresenta l'ampiezza in dB e l'asse delle ascisse rappresenta l'angolo di sito in gradi. L'antenna tratta la IIS nello stesso modo delle interferenze, dunque essa ottimizza il rapporto $S/(IIS+B)$.

Quando il coefficiente di correlazione spaziale

fra i due cammini è ridotto, il rapporto $S/(IIS+B)$ all'uscita dell'antenna è prossimo a 20 dB. La decisione dei simboli emessi si effettua sul segnale $y(t)$ e si ottengono quindi le stesse prestazioni di un canale stazionario comprendente un cammino di potenza 20 dB. Per confronto, l'equalizzatore DFE a captatore singolo conduce a prestazioni prossime al canale stazionario comprendente un cammino di potenza 10 dB. L'elaborazione effettuata ha quindi permesso di guadagnare 10 dB, guadagno che si decompone nel modo seguente:

- 7 dB = $10 \log N$ dovuto al guadagno di rapporto segnale/rumore (S/B) dell'antenna che punta in ciascuna delle direzioni dei due cammini,
- . 3 dB dovuti al guadagno di rimessione in fase dei due cammini.

In una tale configurazione, la parte spaziale elimina la IIS, dirige un lobo nella direzione di ciascuno dei due cammini e rimette in fase i due cammini. La parte temporale non ha più alcuna utilità.

Quando i due cammini si avvicinano spazialmente, diventa sempre più difficile per l'antenna eliminare la IIS mantenendo un guadagno in rapporto segnale/rumore sufficiente per i due cammini.

Così per i due siti $\leq 36^\circ$ o $\geq 44^\circ$ l'antenna perviene sempre a rigettare la IIS al disotto del rumore di fondo, ma questo si realizza al prezzo di una degradazione del rapporto $S/(IIS+B)$ rispetto al caso precedente (a 36° si perdono 12 dB). Le prestazioni dell'organo di decisione sono quindi meno buone rispetto al caso precedente.

Per i siti compresi fra 36° e 44° circa, i due cammini sono troppo vicini spazialmente e l'antenna non ce la fa più ad eliminare la IIS. Il rapporto $S/(IIS+B)$ tende verso i 3 dB. Va notato che questo risultato viene ottenuto quale che sia il valore della potenza comune dei due cammini. Un organo di decisione disposto all'uscita della parte spaziale darebbe quindi risultati meno buoni rispetto all'equalizzatore DFE a captatore singolo, il che evidentemente non è accettabile.

L'inconveniente di una tale struttura che non comprende parte temporale appare dunque chiaramente dall'analisi di questo esempio: la IIS è trattata dall'antenna nello stesso modo di un'interferenza e l'antenna utilizza quindi i gradi di libertà per eliminare la IIS.

L'aggiunta di una parte temporale alla struttura e l'adattamento della parte temporale e della

parte spaziale sullo stesso segnale di errore porta al seguente comportamento generale.

Per cammini "sufficientemente" scorrelati dal punto di vista spaziale, la parte spaziale permette sempre di dirigere il lobo principale dell'antenna nella direzione di ciascuno dei due cammini e di rimmetterli in fase, eliminando la IIS. La parte temporale ha quindi soltanto un lavoro ridotto da effettuare. Il guadagno globale rispetto all'equalizzatore DFE a captatore singolo è di $10 \log N+3$ dB.

Per i cammini correlati spazialmente, poiché la parte temporale prende in conto l'eliminazione della IIS, la parte spaziale non cerca soltanto più di ottimizzare il guadagno di antenna nella direzione di ciascuno dei due cammini. Il guadagno globale rispetto all'equalizzatore DFE a captatore singolo è di $10 \log N$.

Si può dunque prevedere in tutti i casi un guadagno rispetto all'equalizzatore DFE a captatore singolo compreso fra $10 \log N$ e $10 \log N+3$ dB per due cammini di pari potenza in ambiente stazionario.

Inoltre, in presenza di disturbo dell'emissione di un segnale utile, la parte spaziale permette la reiezione delle interferenze.

RIVENDICAZIONI

1. Procedimento che permette un'equalizzazione a captatore multiplo in un ricevitore radioelettrico comprendente una parte spaziale accoppiata ad una parte temporale che comprende rispettivamente un numero determinato di filtri e riceve un segnale radioelettrico $(d(t))$ comprendente almeno una sequenza di apprendimento formata da simboli conosciuti dal ricevitore, nonché una sequenza di informazioni formata da simboli utili e consistente, in una prima fase (1) di elaborazione preventiva del segnale ricevuto dal ricevitore, nel trasformare (4) il segnale ricevuto attraverso almeno due captatori (C_n) in un segnale equivalente in banda base, nel campionare (5) il segnale in banda base con una cadenza (T_e) multipla della cadenza di simbolo (T_s) e nel filtrare (6) il segnale campionato con un filtraggio passa-basso, caratterizzato dal fatto che, in presenza di interferenze e di cammini multipli di propagazione, esso consiste per ridurre il numero di coefficienti dei filtri da adattare, in una seconda fase (2) di sincronizzazione, nell'effettuare una presa di sincronizzazione (7), nello stimare (8) il numero dei cammini (P) del segnale $(d(t))$, i tempi di ritardo relativi dei diversi cammini e le loro

potenze relative e nello stimare (9) lo spostamento in frequenza fra l'emissione e la ricezione del segnale per compensarlo e dal fatto che consiste, in una terza fase (3) di equalizzazione a captatore multiplo, nel selezionare (10) un numero determinato di cammini (K), secondo un criterio determinato, fra i cammini (P) stimati nella fase (2) di sincronizzazione, nel filtrare in un'elaborazione spaziale (11) il segnale ricevuto dal ricevitore grazie ai filtri (W_k) della parte spaziale, nel filtrare in un'elaborazione temporale (12) grazie ai filtri (HT e HR) della parte temporale il segnale di uscita della parte spaziale, i coefficienti rispettivi dei filtri della parte spaziale (W_k) e della parte temporale (HT e HR) essendo congiuntamente e periodicamente ricalcolati, a ciascuna iterazione, con un algoritmo adattativo che opera alla cadenza di simbolo per minimizzare l'errore di stima ($e(t)$) fra il segnale di uscita ($z(t)$) del ricevitore ed un segnale di replica ($d(t)$).

2. Procedimento secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che a ciascun cammino (K) selezionato a ciascuna iterazione (n) corrisponde un vettore segnale ($X_k(n)$) e dal fatto che esso consiste nel filtrare nell'elaborazione spaziale (11)

ciascun vettore segnale ($X_k(n)$) con un filtro (W_k) della parte spaziale e nel calcolare a partire dal risultato del filtraggio dell'iterazione precedente ($n-1$) e dei (K) cammini selezionati all'iterazione corrente (n) i segnali di ingresso della parte trasversale della parte temporale dell'equalizzazione.

3. Procedimento secondo le rivendicazioni 1 e 2, caratterizzato dal fatto che consiste, nell'elaborazione temporale (12), nel filtrare nella parte trasversale della parte temporale i segnali emessi dai filtri (W_k) della parte spaziale, nel sommare il segnale di uscita della parte spaziale con il segnale di uscita della parte trasversale e nel rimuovere il segnale emesso dalla parte ricorsiva dalla parte temporale di tale somma, la parte ricorsiva filtrando attraverso un filtro (HR) i simboli dell'interazioni precedenti che sono i simboli "decisi" a partire dalle sequenze di informazione, o i simboli "conosciuti" sulle sequenze di apprendimento, per dedurre il segnale di uscita ($z(n)$) del ricevitore.

4. Procedimento secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il criterio consiste nel selezionare un numero massimo determinato di cammini per limitare il numero di coefficienti da calcolare nella parte spaziale.

5. Procedimento secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il criterio consiste nel selezionare i cammini la cui potenza relativa rispetto ad un cammino principale è superiore ad una soglia determinata per limitare il numero di coefficienti da calcolare nella parte spaziale.

6. Procedimento secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il criterio consiste nell'utilizzare simultaneamente una selezione di un numero massimo determinato di cammini ed i cammini la cui potenza relativa rispetto ad un cammino principale è superiore ad una soglia determinata per limitare il numero di coefficienti da calcolare nella parte spaziale.

7. Procedimento secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 6, caratterizzato dal fatto che l'algoritmo adattativo consiste nel minimizzare l'errore quadratico medio, EQM, fra il segnale di uscita del ricevitore ($z(n)$) ed un segnale di replica ($d(n)$) costituito dai simboli conosciuti nelle sequenze di apprendimento e dai simboli decisi nelle sequenze di informazione, ponderando i campioni dell'EQM con la cadenza di simbolo.

8. Procedimento secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 7, caratterizzato dal fatto che l'al-

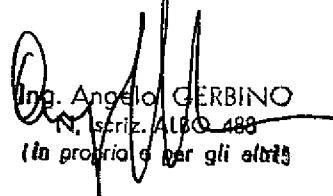
goritmo spaziale è un algoritmo a traliccio spaziale.

9. Ricevitore radioelettrico comprendente almeno un equalizzatore a captatore multiplo in diversità spaziale comprendente una parte spaziale accoppiata ad una parte temporale e che riceve un segnale radioelettrico numerico ($d(t)$) comprendente almeno una sequenza di apprendimento formata da simboli conosciuti dal ricevitore ed una sequenza di informazioni formata da simboli utili, caratterizzato dal fatto che esso comprende, al fine di ridurre il numero di coefficienti dei filtri da adattare nelle parti spaziale e temporale in presenza di interferenze di cammini multipli di propagazione:

- almeno due captatori (C_n) accoppiati ad un blocco (13) di elaborazione preventiva e di sincronizzazione del segnale di ingresso ($d(t)$) del ricevitore, le uscite del blocco (13) essendo accoppiate rispettivamente ad una prima serie di ingressi e ad una seconda serie di ingressi della parte spaziale dell'equalizzatore, la prima serie di ingressi corrispondendo rispettivamente agli ingressi dei filtri spaziali (W_k) rispettivi per ciascun cammino (K) selezionato fra un numero determinato (P) di cammini rivelati, e la seconda serie di ingressi corrispon-

dendo rispettivamente agli ingressi di un blocco (16) di calcolo di segnali di ingresso della parte trasversale della parte temporale dell'equalizzatore, e dal fatto che la parte trasversale della parte temporale comprende un filtro trasversale (HT) a (T) coefficienti determinati, la parte temporale comprendendo inoltre una parte ricorsiva comprendente un organo di decisione (18) la cui uscita è accoppiata all'ingresso di un filtro ricorsivo (HR) a (R) coefficienti determinati, il filtro ricorsivo (HR) essendo disposto in un anello (19) e ricevendo sul suo ingresso la somma dei segnali di uscita della parte spaziale e della parte trasversale ($z_s(n) + z_r(n)$), da cui è rimosso il segnale ($z_r(n)$) emesso dal filtro ricorsivo (HR).

PER INCARICO


Ing. Angelo GERBINO
N. Iscriz. ALBO 488
(to proprio e per gli altri)

JACOBACCI & PERANI S.p.A.



Signal reçu

TD 95A001188

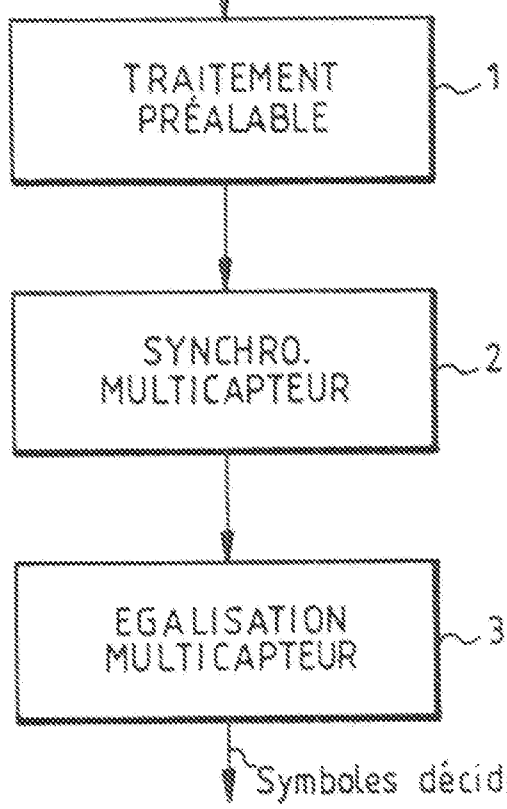
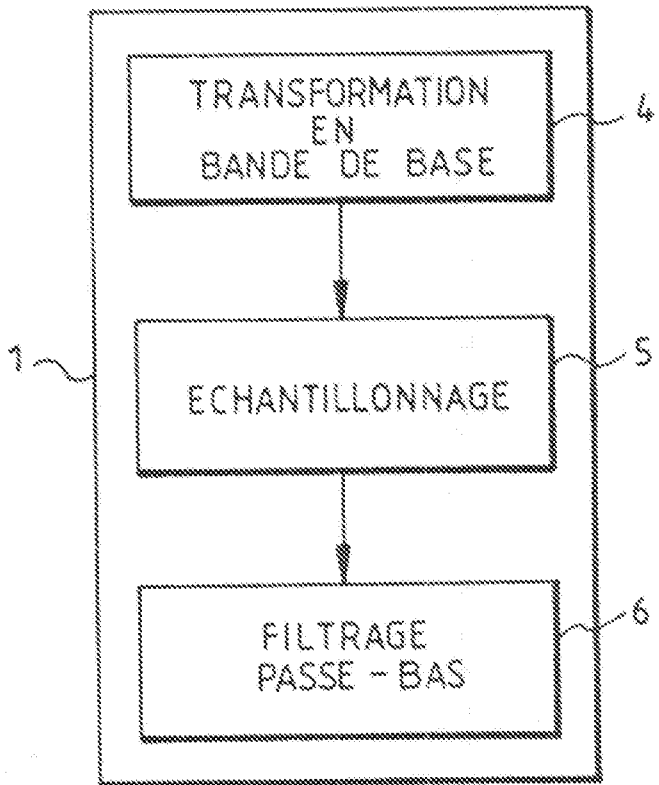
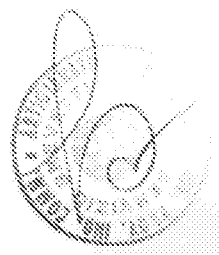


FIG. 1



Ing. *[Signature]*
Chef de Service
(in proprio)

FIG. 2



TC 95A001108

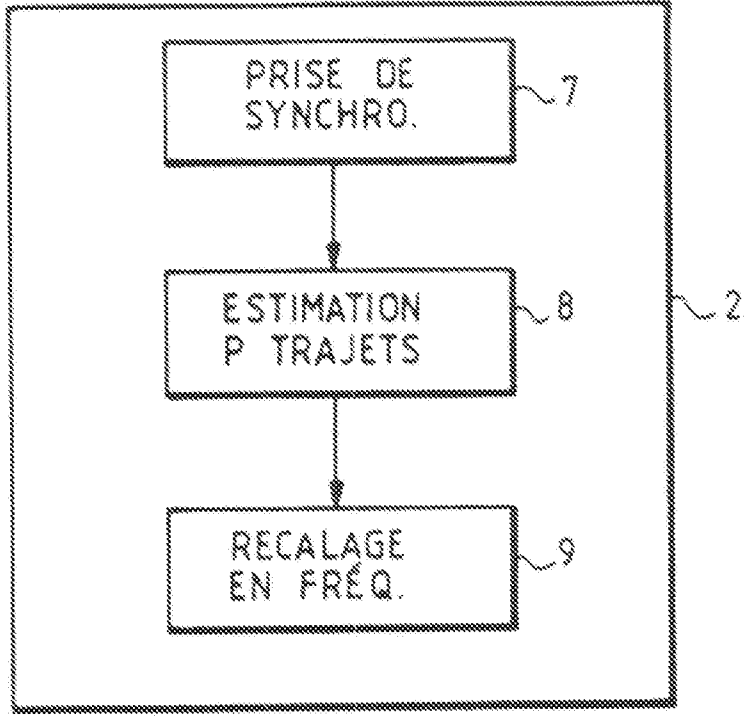


FIG. 3

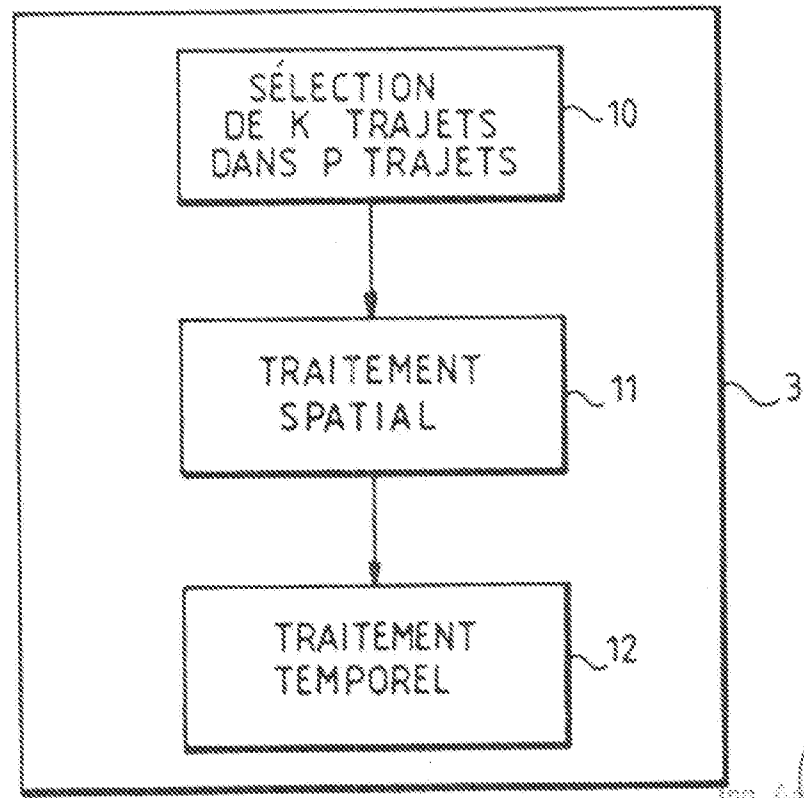
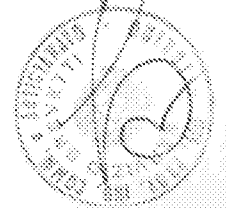


FIG. 4

Ing. A. ...
N. ...
No. ...



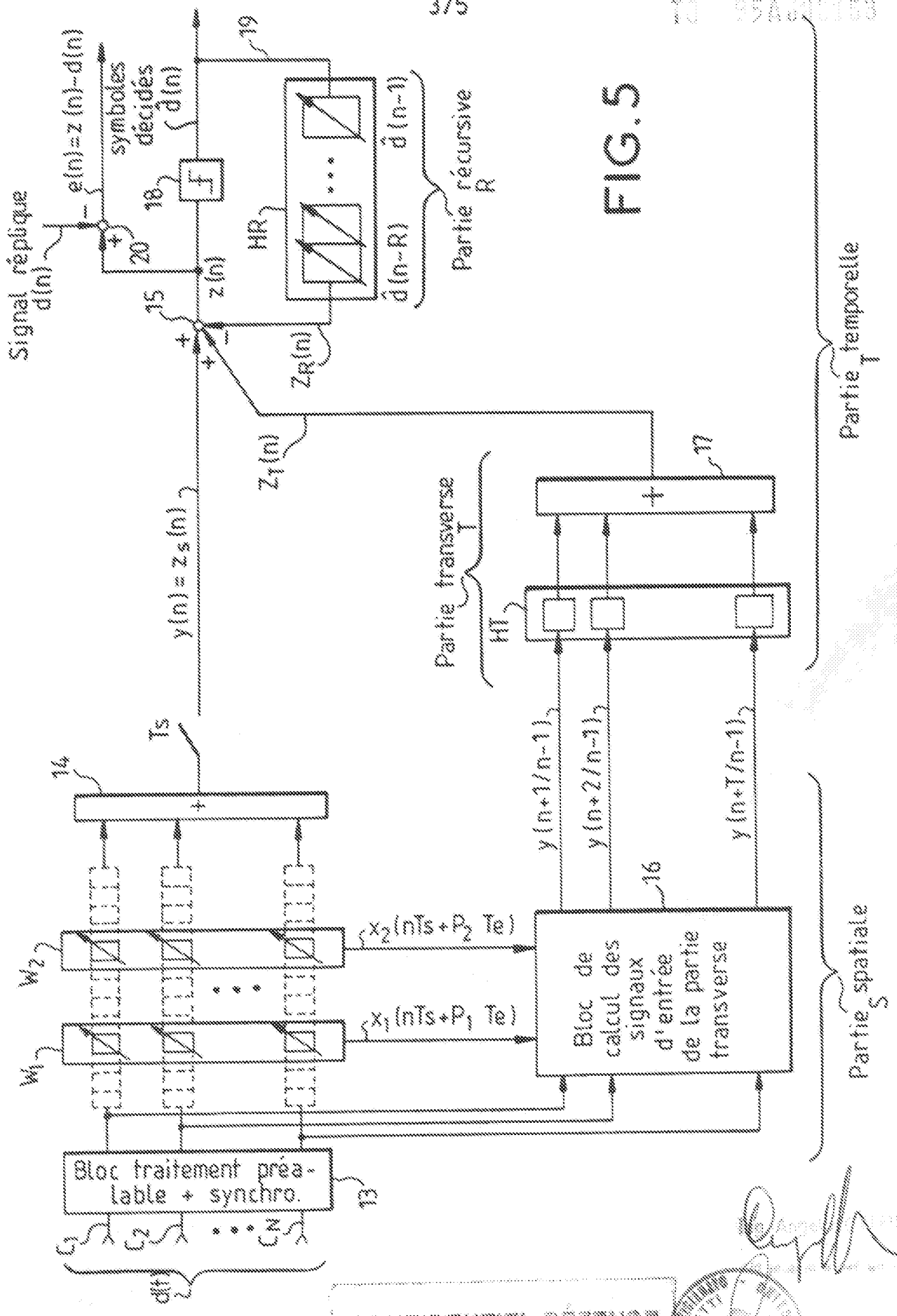


FIG. 5



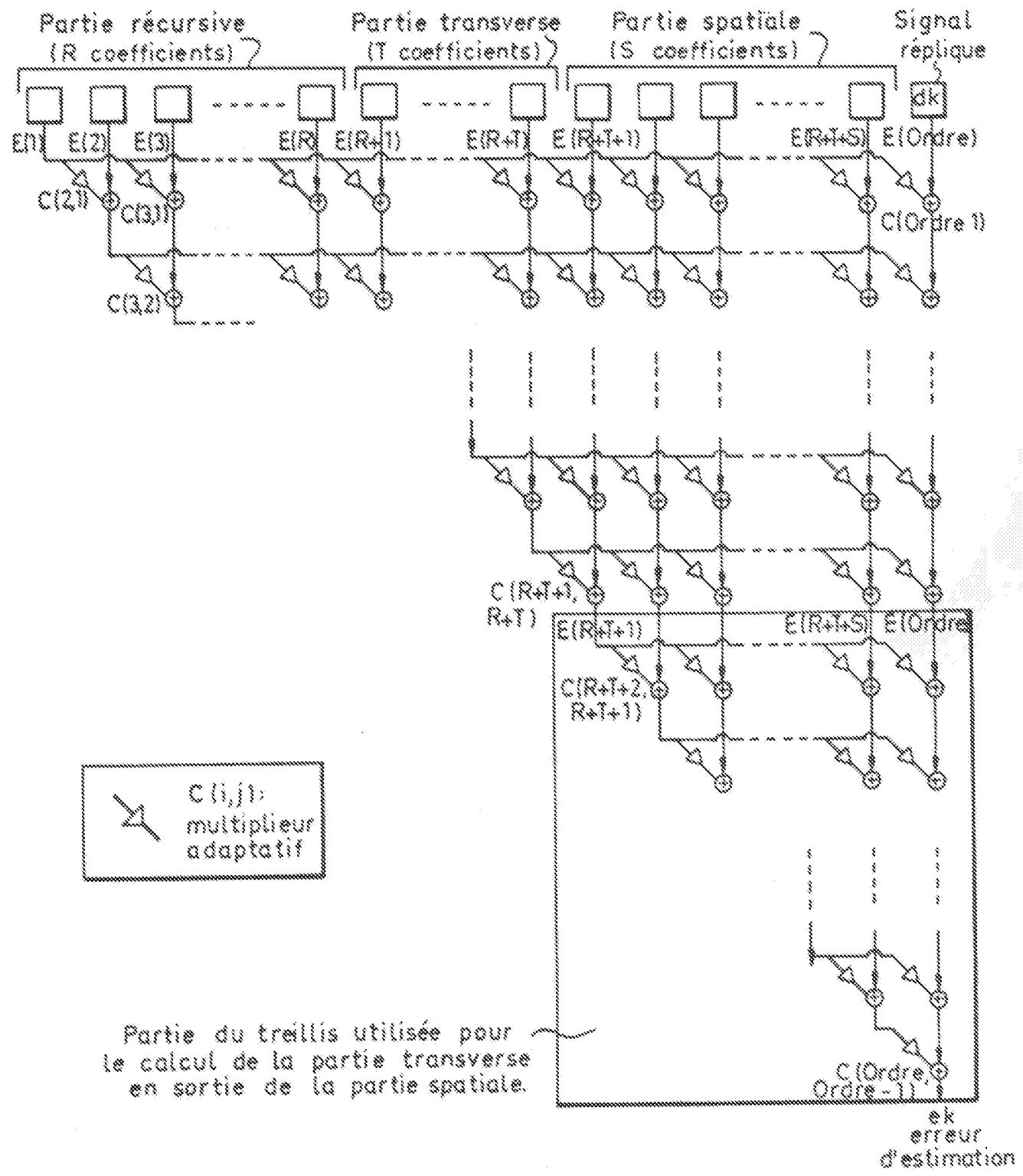
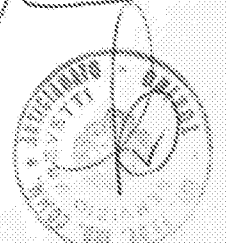


FIG. 6

~~CONFIDENTIEL DÉFENSE~~

Ing. Angelo ...
1980



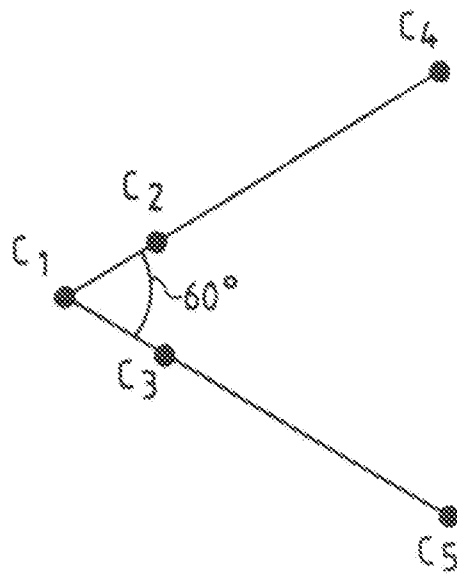


FIG. 7

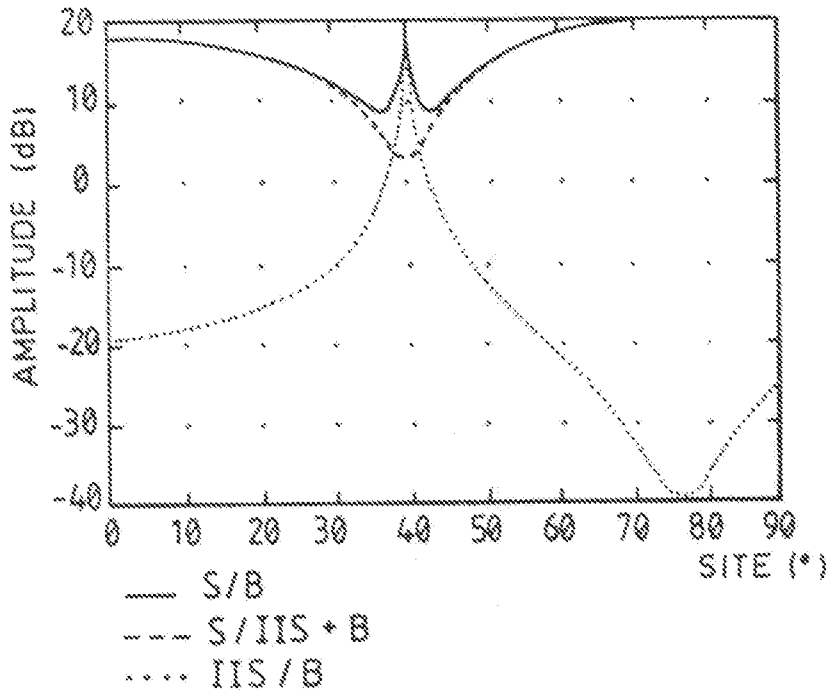


FIG. 8

Handwritten signature
Incarico di: [illegible]
(in proprio) [illegible]
Stampa circolare: [illegible]