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

UIBM

DOMANDA NUMERO	**101997900601030**
Data Deposito	**03/06/1997**
Data Pubblicazione	**03/12/1998**

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	B		

Titolo

METODO E DISPOSITIVO PER LA CANCELLAZIONE ADATTATIVA DI SEGNALI INTERFERENTI IN SISTEMI DI TRASMISSIONE NUMERICA SU PORTANTE IN RAME OPERANTI SECONDO LA TECNICA DI MULTIPLAZIONE A DIVISIONE DI TEMPO

Italtel spa

Il mandatario

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale a nome:

Italtel s.p.a. - Milano

Campo di applicazione dell'Invenzione

La presente invenzione riguarda un metodo ed un dispositivo di cancellazione di segnali interferenti mediante filtraggio adattativo, per impiego in sistemi numerici di trasmissione dati funzionanti secondo il principio della multiplazione a divisione di tempo (TDD o Time Division Duplexing).

Il metodo e il dispositivo secondo l'invenzione trovano particolare applicazioni nella cancellazione del rumore in quei casi in cui la banda di frequenze occupata dal rumore stesso è molto inferiore alla larghezza di banda totale impiegata dal segnale utile.

Una situazione del genere di verifica, ad esempio, in sistemi di trasmissione su un supporto metallico (doppino telefonico in rame) quando i segnali interferenti sono di tipo radio a banda stretta.

Tale applicazione non è tuttavia da intendere in senso limitativo essendo l'invenzione vantaggiosamente applicabile in contesti diversi da quelli sopra evidenziati.

I segnali interferenti possono essere originati dalle trasmissioni radio-amatoriali e/o in bande cittadine (CB), da sistemi ad onde corte, da sistemi impiegati nelle trasmissioni di servizi di sicurezza marittime, eccetera. In generale, tutti i sistemi di radiodiffusione, funzionanti in modulazione di ampiezza a singola banda laterale (AM-SSB) e quelli a portante soppressa (SSB-SC) sono potenziali sorgenti di rumore a banda stretta.

3.6 LU. 1997

MI 97 A 1300

Italtel spa
Il mandatario
Dario Giustini

La potenza emessa da tali sorgenti sotto forma di radiazione elettromagnetica, si accoppia sui conduttori, o in generale sui portanti fisici, per effetto della non perfette caratteristiche di isolamento inter-modale (cioè fra modo differenziale e modo comune) dei cavi stessi, e genera una interferenza di tipo differenziale che viene poi percepita dal ricevitore come segnale utile. Il conseguente peggioramento del rapporto segnale/rumore può essere tale da compromettere il funzionamento di quei sistemi che condividono le bande di frequenza utilizzate dai servizi di radiodiffusione: in particolare, queste sorgenti rumorose affliggono in modo determinante le prestazioni di sistemi utilizzati per la trasmissione ad alta velocità su cavo metallico (in genere doppino telefonico, o coassiale), come le linee digitali d'utente di tipo asimmetrico e di tipo "very high rate", più note come ADSL e VDSL rispettivamente.

Esiste inoltre un problema duale, legato alla tendenza da parte di tali sistemi su filo ad emettere radiazioni elettromagnetiche per effetto della conversione inversa che si manifesta a causa della dispersione inter-modale dei supporti portanti (da modo differenziale a modo comune). E' quindi necessario mantenere le potenze in gioco a livelli tali da non creare disturbi a sistemi già operativi tra i quali appunto i sistemi di radiodiffusione. Tale necessità comporta una riduzione della potenza trasmessa sul supporto metallico, e ciò si traduce inevitabilmente in una maggior suscettibilità alle interferenze a causa della bassa potenza disponibile al segnale utile. Nella letteratura specialistica il primo fenomeno, ossia la suscettibilità alla radiazione elettromagnetica, prende il nome di "ingress", mentre il fenomeno opposto, ossia l'emissione di radiazione per effetto della conversione da modo differenziale a modo comune, è noto come "egress".

La presente invenzione riguarda in particolare un metodo di cancellazione del rumore di "ingress" per sistemi che adottano una tecnica di multiplazione nel dominio

Italtel spa
Il mandatario
Dario Giustini

del tempo (Time Division Duplexing).

Per una migliore comprensione dell'invenzione, vengono premesse alcune nozioni sui sistemi di trasmissione ad alta velocità su cavo metallico (doppino telefonico o coassiale) funzionanti secondo il principio sopra citato.

La tecnologia di trasmissione emergente orientata a tali applicazioni prende il nome di VDSL (Very high-speed Digital Subscriber Line); il campo di utilizzo di tale tecnologia comporta l'uso di bande particolarmente ampie (dell'ordine di 10 MHz) allo scopo di permettere il trasporto di servizi a larga banda (approssimativamente 12 - 25 Mbit al secondo), tipicamente segnali televisivi sui doppini telefonici in rame (twisted pair) attualmente utilizzati per le comunicazioni telefoniche, ossia per lo scambio di segnali vocali. Attualmente la tecnologia VDSL è oggetto di studio in diversi enti di standardizzazione sia in Europa sia a livello internazionale (ETSI TC/TM WG TM6 ed ANSI T1E1.4).

Questa tecnica differisce ampiamente dalle più tradizionali tecniche di trasmissione su portanti metallici (ad esempio ADSL o ISDN) in tre aspetti particolari:

1. la portata del sistema in termini di distanza raggiunta;
2. la capacità in termini di quantità di informazione trasmessa al secondo, e
3. la banda fisicamente occupata per la trasmissione.

Per quanto riguarda l'utilizzo della banda, esistono due varianti di sistema VDSL, che differiscono per le modalità di sfruttamento della banda stessa e per la relazione temporale fra le trasmissioni nelle due opposte direzioni.

Una prima variante, nota come FDD (Frequency Division Duplexing), utilizza una parte della banda disponibile per la trasmissione in una direzione (ad esempio da utente a centrale) ed una parte differente dello spettro per la trasmissione nella direzione opposta (cioè da centrale ad utente).

Italtel spa
mandatario
Dello Giustini

La seconda variante, nota come TDD (Time Division Duplexing), sfrutta nel caso generale tutta la banda disponibile per trasmettere in entrambe le direzioni, ma utilizza intervalli temporali diversi per le due opposte direzioni. Il metodo secondo l'invenzione riguarda i sistemi appartenenti a questa seconda categoria.

Nei sistemi VDSL (indipendentemente dal principio di trasmissione usato), la banda utilizzata per la trasmissione è particolarmente critica per quanto riguarda il rumore, principalmente a causa della scarso livello qualitativo dei portanti fisici impiegati. Utilizzando bande dell'ordine riportato sopra, si manifestano fenomeni di interferenza reciproca fra i sistemi VDSL e sistemi ai quali sono state allocate bande analoghe di frequenza. Ad esempio, la banda compresa fra 0 e 20MHz, che rappresenta il miglior candidato per i sistemi VDSL, è già utilizzata dai sistemi di radiodiffusione ad onde corte, dalle bande cittadine e dai servizi di assistenza marittima e terrestre.

Malgrado le tecnologie VDSL siano orientate allo sfruttamento di portanti fisici già esistenti (come indicato in precedenza, doppino telefonico e cavo coassiale), la natura costruttiva di tali portanti, e quindi le loro caratteristiche fisiche, non consentono di garantire un completo isolamento rispetto all'ambiente esterno. Ad esempio, utilizzando cavi telefonici come quelli attualmente posati nella cosiddetta rete di distribuzione secondaria (cioè la parte di rete pubblica che collega gli armadi di derivazione agli utenti finali), le scarse caratteristiche trasmissive e costruttive di tali cablature rendono critico l'impiego di bande molto elevate, sia dal punto di vista delle emissioni elettromagnetiche originate dai cavi stessi, sia dal punto di vista della suscettibilità alle interferenze a radio frequenza prodotte da sistemi di radiodiffusione.

Ad esempio, nel caso del doppino telefonico, il tipico intrecciamento tra i conduttori isolati tende a mitigare il fenomeno di accoppiamento intermodale fra

Italtel spa
mandatario
Dario Giustini

segnali di modo comune e segnali di modo differenziale. Normalmente, il comportamento dei cavi intrecciati, e quindi l'accoppiamento tra i suddetti modi di propagazione (espresso in modo quantitativo attraverso il concetto di bilanciamento del cavo), peggiora con l'aumentare della frequenza. Valori tipici del bilanciamento dei cavi attualmente presenti nelle reti di distribuzione sono di 50-60dB per frequenze nell'intorno di 100kHz, mentre per frequenze vicine ai 10MHz il valore si riduce drasticamente a 30-35dB.

I rice-trasmettitori VDSL lavorano su segnali differenziali al fine di sfruttare al meglio le caratteristiche del doppino telefonico. Tuttavia, a causa degli inevitabili difetti costruttivi, quali irregolarità nel passo di intrecciamento, disuniformità ed impurità del materiale impiegato per la costruzione dei cavi, ecc., i cavi utilizzati manifestano la tendenza a convertire segnali differenziali in segnali di modo comune e viceversa. Il processo di conversione è un fenomeno distribuito che si manifesta su tutta l'estensione del cavo telefonico, e non in punti particolari, né tanto meno è da ritenersi dipendente dalle caratteristiche dei trasmettitori VDSL (bilanciamento dell'ibrido).

Come conseguenza, parte del segnale differenziale iniettato dal trasmettitore si traduce in segnale di modo comune, e parte del segnale di modo comune - che si accoppia attraverso un qualsiasi meccanismo sul doppino telefonico - viene convertito in segnale differenziale. La prima trasformazione non produce particolari inconvenienti, purché il livello di emissione elettromagnetica sia compatibile con le normative e le raccomandazioni attive a livello internazionale sugli aspetti di emissione elettromagnetica. Invece, il secondo tipo di accoppiamento da luogo a un drastico peggioramento del rapporto segnale/rumore complessivo sul ricevitore.

Tipicamente il livello del segnale interferente di modo comune è di molti ordini di grandezza superiore rispetto al segnale differenziale utile. Tale interferenza è

Italtel spa
mandatario
Celio Giustini

attenuata proporzionalmente alla tendenza del cavo a convertire un segnale di modo comune in un associato segnale differenziale (caratteristica nota come "Longitudinal Conversion Loss" o LCL che, nei cavi con le migliori caratteristiche costruttive, può assumere valori superiori a 30-40 dB). Questa interferenza si somma al segnale utile e come tale viene percepita dal ricevitore.

Un particolare metodo di multiplazione (o DUPLEXING) che consente di usare lo stesso mezzo trasmissivo per trasmettere segnali in direzioni opposte è rappresentato dalla multiplazione a divisione di tempo, nota anche come TDD (Time Division Duplexing). In un sistema TDD, la trasmissione in direzioni opposte avviene in differenti intervalli di tempo consecutivi, usando tutta la banda disponibile per entrambi i sensi di trasmissione.

Un time gap o periodo silente è previsto tra un periodo di trasmissione in un senso, per es. dalla centrale all'utente remoto (downstream), e il periodo di trasmissione successivo in senso opposto dall'utente remoto alla centrale (upstream).

Il time gap permette di scaricare l' energia immagazzinata nella linea di trasmissione (il doppino telefonico in una applicazione tipica del dispositivo di cancellazione) relativa al periodo precedente di trasmissione, e di esaurire tutti i transitori anche quelli connessi all'eco che dal trasmettitore locale va verso il ricevitore locale per via dell'inevitabile sbilanciamento del circuito ibrido (forchetta telefonica).

La durata del time gap deve essere più grande del massimo ritardo previsto di propagazione attraverso il canale; alla fine del time gap la linea si presenta scarica e pronta ad essere pilotata dai trasmettitori nel prossimo periodo di trasmissione.

Il periodo di quiete può essere suddiviso in due parti: un primo intervallo in cui la linea si scarica della maggior parte dell'energia dovuta alla precedente trasmissione e in cui si esaurisce l'eco del trasmettitore vicino, e un secondo periodo successivo in

Italtel spa
Delio Giustini

cui il rumore interferente è praticamente il solo segnale presente in linea.

La trasmissione è organizzata in supertrame contigue.così costituite: una supertrama contiene: una trasmissione in un senso (per es. downstream) - un periodo di quiete - una trasmissione in senso contrario (upstream) - un periodo di quiete.

In un sistema di trasmissione VDSL (Very high-speed Digital Subscriber Line) su doppino telefonico, la supertrama può avere durata di 500 μs e il time gap di 25 μs.

In un sistema VDSL il rumore è tipicamente rappresentato da segnali a frequenza radio (RFI) con larghezza di banda <4 kHz operanti nelle bande previste per i sistemi di radio diffusione (radio amatori, onde corte, servizi di assistenza eccetera); in un caso tipico il valore della banda utilizzata dai sistemi VDSL è 11.04 MHz: il rapporto fra la banda del rumore e la banda totale risulta in tal caso inferiore a 1/2760.

L'interferenza radio genera nella linea di trasmissione un segnale di modo comune e un segnale di modo differenziale dovuto al non perfetto bilanciamento della linea, questo ultimo viene trasmesso al ricevitore (insieme al segnale VDSL) e costituisce il disturbo che si vuole eliminare (RF noise).

Rassegna dell'arte nota

Il rumore interferente agisce sul mezzo trasmissivo e sul dispositivo ricevente. Si può così captare sul ricevitore un rumore di riferimento RRN (Reference RF noise), funzione del rumore di modo comune, correlato con il rumore RFN (RF noise) presente nel segnale utile: grazie a questa correlazione si può adottare una tecnica di cancellazione mediante un filtro adattativo, che agisce cercando di imitare la funzione di trasferimento, indicata con NP (RF noise path) tra il rumore di riferimento RRN e il rumore RFN.

Italtel spa
mandatario
Delio Giustini

Come illustrato schematicamente in Fig. 1, si può ipotizzare che al segnale VDSL si sommi, in un nodo N1, un segnale di rumore RFN generato da radiofrequenza (RF noise), dando luogo ad un segnale u.

Il rumore RFN può considerarsi come derivante da un rumore di riferimento RRN correlato con il rumore RF di modo comune, modificato da una funzione di trasferimento NP.

La cancellazione del rumore si ottiene mediante un filtro adattativo AF (Adaptive Filter), che riceve in ingresso il rumore di riferimento RRN e che cerca di imitare la funzione di trasferimento NP. L'uscita RFS del filtro AF viene sottratta dal segnale u affetto da rumore nel nodo N2. I coefficienti del filtro vengono aggiornati durante il periodo silente dal segnale errore e presente all'uscita del nodo N2.

La Fig. 2 illustra lo schema di un noto cancellatore adattativo di questo genere, completamente digitale e utilizzante metodi tradizionali, come ad esempio l'algoritmo dei minimi quadrati medi (Least Mean Squares o LMS). Il rumore RRN viene applicato ad un convertitore analogico/digitale indicato con AD1, e l'uscita x(n) del convertitore viene applicata ad un filtro adattivo tipo FIR (Finite Impulse Response). Anche il segnale u contenente il rumore viene convertito in forma digitale da un convertitore AD2, e quindi applicato al nodo N2.

Come indicato in precedenza, la prima parte del periodo silente viene utilizzata per l'esaurimento dei fenomeni transitori legati alla trasmissione in una direzione del doppino, mentre durante la seconda parte (la cui durata può essere circa pari a 15 μs), in cui il rumore è il solo segnale presente in linea, si opera l'aggiornamento dei coefficienti del filtro FIR adattativo; questo periodo è chiamato periodo di aggiornamento, mentre nei periodi di trasmissione, quando è presente il segnale VDSL, i coefficienti del FIR sono congelati.

Italtel spa
Il mandatario
Dalio Giustini

Il filtro adattativo FIR deve raggiungere la convergenza in pochi periodi di aggiornamento: 3 o 4; e deve comunque cominciare a cancellare in modo significativo già dopo 1 o 2 periodi. Il rumore RFN può avere un livello molto maggiore rispetto al segnale VDSL, anche superiore a 20 dB.

Tale soluzione comporta comunque l'uso di un convertitore AD2 con un incremento di dinamica dell'ordine di 3-7 bit (20 + 40 dB) rispetto al caso in cui non è presente detto segnale interferente radio RF.

Poiché il convertitore AD2 opera a una frequenza elevata (per il VDSL un valore proposto è 22,08 MHz), la richiesta di una dinamica totale di 14 - 16 bits comporta costi eccessivi ed è comunque ai limiti della tecnologia attuale. Inoltre, sempre a causa della elevata frequenza di funzionamento, l'implementazione di un semplice algoritmo LMS (ad esempio LMS normalizzato) implica l'introduzione di una notevole complessità hardware.

Scopi dell'Invenzione

Scopo della presente invenzione è quello di superare gli inconvenienti e le limitazioni sopra indicati della tecnica anteriore, ed in particolare di realizzare un metodo di cancellazione del rumore per sistemi di telecomunicazione a multiplazione nel tempo di tipo TDD che elimina la necessità di un convertitore A/D con dinamica elevata.

Sommario dell'Invenzione

Secondo l'invenzione questi scopi vengono conseguiti mediante un metodo secondo la rivendicazion 1 ed un dispositivo secondo la rivendicazione 11.

Ulteriori vantaggiose caratteristiche formano oggetto delle rivendicazioni dipendenti.

L'invenzione prevede una cancellazione adattativa mista (analogico/digitale)

Italtel spa
Il mandatario
Dalio Giustini

dei segnali interferenti (a banda stretta).

Secondo una prima forma realizzativa, la cancellazione del rumore si basa su un filtraggio adattativo di complessità hardware estremamente ridotta.

In accordo con una seconda forma realizzativa, la cancellazione del rumore si basa su uno schema più complesso che utilizza un convertitore analogico/digitale con bassa risoluzione, associato a un filtro adattativo che raggiunge un elevato grado di cancellazione del rumore attraverso una sagomatura di tipo passa-banda del filtro stesso.

Questo secondo approccio garantisce un abbattimento drastico del rumore di quantizzazione (generato dal convertitore analogico/digitale) dal segnale che, dopo la convoluzione con il filtro FIR adattativo, si sottrae al segnale interferente e, di fatto, lo cancella.

Un ulteriore vantaggio, legato alla sagomatura passa-banda del filtro adattativo, è il benefico effetto che un tale approccio ha nei confronti del rumore correlato col segnale utile (come ad esempio quello determinato dall'interferenza reciproca fra sistemi analoghi, meglio nota come paradiafonia o telediafonia, in relazione alla distanza relativa fra il ricevitore e la sorgente dell'interferenza).

Il metodo secondo l'invenzione sfrutta il periodo silente della trama, in cui vi è assenza del segnale utile, per sintetizzare la risposta di un filtro adattativo. Questo a sua volta garantisce una precisa identificazione e stima del rumore interferente.

Breve descrizione delle figure

L'invenzione verrà ora descritta più dettagliatamente con riferimento a forme realizzative preferite, ma non limitative, illustrate con riferimento ai disegni allegati, in cui:

le Figg. 1 e 2, già descritte, illustrano uno schema di cancellatore adattativo

Italtel spa
mandatario
Dalio Giustini

completamente digitale realizzato con metodi tradizionali;

le Figure 3 e 4 illustrano altrettante forme realizzative del metodo secondo l'invenzione;

la Fig. 5 illustra alcune caratteristiche dell'invenzione con l'impiego di un modello più sofisticato dei segnali.

In tutte le Figure sono stati usati gli stessi (o simili) riferimenti per contraddistinguere componenti e segnali uguali o sostanzialmente corrispondenti, senza per questo generare confusione.

Descrizione dettagliata di una prima forma di realizzazione dell'Invenzione

Con riferimento alla Fig. 3, verrà ora descritta una prima forma realizzativa del metodo secondo l'invenzione, che effettua le operazioni di cancellazione direttamente sul segnale analogico, eliminando così la necessità del convertitore A/D con dinamica elevata.

Secondo questa realizzazione, il segnale rumore RRN (Reference RF Noise) viene applicato, dopo essere stato condizionato, ad un filtro FAD di tipo FIR che opera l'identificazione di NP, avente un vettore dei coefficienti indicato con H(n), attraverso un filtro LP1 di tipo noto (anti-aliasing LP Filter) e un convertitore analogico/digitale ADC1. L'uscita del filtro FAD è collegata al nodo N2 tramite un convertitore digitale analogico DAC e un filtro LPR (Reconstruction LP filter) all'uscita del quale corrisponde un segnale che costituisce una stima del segnale RF (RF noise estimate). Infine, il segnale contenente il rumore, in uscita dal nodo N1, attraversa un filtro LP2 (anti-aliasing LP filter) prima di raggiungere il nodo N2.

I filtri LP1 ed LP2 sono filtri di condizionamento anti-aliasing di tipo passa basso (Low Pass), mentre il filtro LPR è un filtro di ricostruzione necessario per filtrare il segnale che corrisponde all'uscita del convertitore digitale analogico DAC. Poichè il

Italtel spa
Il mandatario
Ugo Giustini

segnale errore e(t) è analogico, esso attraversa un convertitore ADC2 prima di essere riportato al filtro FAD per pilotare l'aggiornamento dei coefficienti. La frequenza di campionamento può essere ad esempio di 22,08 MHz.

Il filtro FAD è definito tramite il vettore dei coefficienti:

$$H(n) = \{ h_0(n), h_1(n), ..., h_{N-1}(n)\}^T \qquad (1)$$

al tempo nT, dove:

T = 1/F, ed F è la frequenza di campionamento dei convertitori ADC1, ADC2 e DAC;

n rappresenta un indice temporale;

N rappresenta il numero dei coefficienti del FIR adattativo.

l'apice T indica l'operazione di trasposizione del vettore.

Viene definito con $X(n) = \{ x(n), x(n-1), ..., x(n - N + 1)\}^T$

il vettore che al tempo nT contiene gli ultimi N valori di RRN (rumore interferente di riferimento) captato dal ricevitore, campionato alla frequenza di campionamento F, dopo il condizionamento del filtro passa basso anti-aliasing LP1.

Secondo l'invenzione, l'algoritmo di aggiornamento dei coefficienti, nella sua espressione generale, è espresso da:

$$H(n) = \gamma_n H(n-1) + \mu_n.e(n) X(n) \qquad (2)$$

dove:

e(n) rappresenta il segnale errore nei periodi di aggiornamento, cioè la differenza tra RFN (condizionato da LP2) e la stima RFS di RFN operata dal filtro FAD;

μ_n è la matrice diagonale dello step size, la cui diagonale principale è:

$\{ \mu_0 (n), \mu_1 (n), ..., \mu_{N-1} (n)\}$

Si assume che $\mu_i (n) = \mu_n$ per i = 0,1,...N-1

γ_n è un fattore di perdita (leakage) dei coefficienti del FIR il cui scopo è quello di accrescere la robustezza dell'algoritmo; gli effetti principali dovuti all'introduzione del

Italtel spa
Il mandatario
Delio Giustini

leakage sono:

- stabilizzare il processo di convergenza;
- evitare la deriva e il "wandering" dei coefficienti;
- contenere l'energia della risposta all'impulso del filtro adattativo, rendendola minima compatibilmente con la richiesta primaria dell'algoritmo LMS, di rendere minimo l'errore quadratico medio;
- scaricare il filtro adattativo in modo esponenziale quando non è presente il segnale in ingresso x(n) che ha contribuito alla sua formazione.

Il fattore di *leakage* può essere espresso come:

$$\gamma_n = 1 - \delta_n$$

dove δ_n è un numero positivo generalmente molto piccolo, normalmente non dipendente da n.

L'implementazione del leakage può essere realizzata nel seguente modo.

Poiché hi(n) ha di solito un formato a virgola fissa (fixed point) con un numero di bit relativamente piccolo, l'implementazione del *leakage* richiede un artificio affinchè la correzione da esso apportata ai coefficienti non sia vanificata dall'aritmetica finita.

A questo scopo si può concentrare l'effetto del *leakage* attivando la moltiplicazione di γ_n per i coefficienti solo all'inizio dei periodi silenti, pur di assegnare a δ_n un valore conseguentemente più grande; si rende così γ_n tempo variante.

Dando poi a δ_n un valore opportuno si può far prevalere uno degli effetti sopra elencati rispetto agli altri.

Il trade-off del *leakage* dei coefficienti si esprime come una leggera perdita nelle prestazioni di cancellazione.

Sono possibili diversi algoritmi per l'aggiornamento dei coefficienti del FIR adattativo, e nel seguito ne verranno illustrati due particolari e preferiti.

Italtel spa
Il mandatario
Dario Giustini

Algoritmo di tipo "zero-forcing"

In questo caso, il filtro adattativo H(n) che produce la stima RFS, è un FIR con un numero di coefficienti estremamente ridotto (N = 2 o 3). Poiché la larghezza di banda di RRN è molto piccola rispetto alla frequenza di taglio F/2 dei filtri LP1 ed LP2 (lo spettro di RFI fino a F/2 contiene praticamente una sola riga), non è necessario ricostruire fedelmente la funzione di trasferimento di NP in tutta la banda sino a F/2 , ma solo identificarla come modulo e fase (2 gradi di libertà) nell'intorno della frequenza prevalente di RFI.

L'algoritmo di aggiornamento dei coefficienti (1), viene così specificato tralasciando il coefficiente di *leakage*:

$$H(n) = H(n-1) + \mu_n . \bar{e}(n)\bar{X}(n) \qquad (3)$$

dove:

$\bar{e}(n) = sgn[e(n)]$;

sgn(a) significa segno dello scalare a, e se a = 0 allora sgn(a) = 0

$\bar{X}(n) = \{ sgn[x(n)], sgn[x(n-1)], ..., sgn[x(n - N + 1)]\}^T$

Se l'implementazione dell'algoritmo avviene mediante aritmetica fixed point, μ_n deve essere un multiplo di 2^{-p}, che è uguale al quanto di hi(n): p rappresenta la posizione di LSB (Least Significant Bit) di hi(n).

Mano a mano che il processo di convergenza procede, per avvicinarsi il più possibile al valore ottimo dei coefficienti, occorre diminuire l'entità dell'incremento da dare ai coefficienti stessi.

Questo è ottenuto assumendo dei valori μ_n più piccoli (divisi per esempio per una potenza di 2 rispetto a un valore di riferimento μ): si confronta |e(n)| con una soglia (o più soglie): quanto minore è |e(n)|, tanto maggiore risulta il divisore di μ. Tipicamente è sufficiente una sola soglia e un divisore uguale a 8.

Italtel spa
Il mandatario
Dario Giustini

Se si prevede un incremento (step size) variabile, $\mu_n = 2^{-p}$ è il più piccolo valore che esso può assumere. Se si prevede un incremento costante $\mu_n = 2^{-p}$.

Per il convertitore ADC2 , che produce e(n), è sufficiente una precisione molto grossolana; bastano 1 o 2 bit, in dipendenza dello step size.

Algoritmo di tipo "pilot"

In questo algoritmo alternativo, illustrato con riferimento alla Figura 4, si sfrutta la caratteristica del segnale di modo comune di essere un segnale a banda molto stretta centrata intorno a una frequenza f_0.

Questo permette di usare un convertitore (ADC1) con pochi bit di risoluzione purché il filtro adattativo H ($e^{j\Omega}$), con $\Omega = 2\pi f/F$, sia sagomato come un filtro passa banda a banda stretta centrata intorno a f_0.

Se la banda oscura di H ($e^{j\Omega}$) è sufficientemente attenuata, H ($e^{j\Omega}$) abbatte gran parte del rumore di quantizzazione dovuto alla conversione AD e distribuito su tutta la banda, recuperando in tal modo qualche bit di precisione persa in seguito alla quantizzazione grossolana di ADC1.

Il processo adattativo modella H ($e^{j\Omega}$) in modo che questo filtro attenui e sfasi il segnale forzante a frequenza f_0 nella stessa maniera di P(j ω), RF *noise path.*

A regime si ha:

$H(e^{j\Omega}) \sim P(j\omega)$ per $\Omega = 2\pi f_0/F$ e $\omega = 2\pi f_0$

a parte le distorsioni dovute ai vari filtri LP, di cui il processo adattativo tiene conto.

Indicando con d_s (t) e d(t) i segnali uscenti da LPR ed LP2 rispettivamente, quando s(t) = 0 si ha:

$d_s(t) \sim d(t)$ $\quad$ $e(t) \sim 0$

Si raggiunge così l'obiettivo di rendere meno pesante l'hardware e il costo del convertitore ADC1.

Italtel spa
Il mandatario
Mario Giustini

In Figura 5, in cui per semplicità sono stati omessi i componenti ADC, DAC e LP, è riportato un modello più sofisticato dei segnali in gioco nella cancellazione di RFI noise.

In tale schema, v rappresenta un rumore non correlato, che si somma al segnale di riferimento in ingresso al filtro adattativo; G rappresenta una funzione di trasferimento che tiene conto della correlazione non nulla fra il reference signal ed il segnale VDSL.

Modellando il filtro adattativo H ($e^{j\omega}$) come un passa banda si ottiene l'ulteriore vantaggio di abbattere i segnali di disturbo v ed [G(j ω)S(j ω)] , migliorando le prestazioni complessive del sistema.

Si riesce inoltre ad aggirare la difficoltà tecnologica di ottenere un reference RFI signal in ingresso al filtro adattativo scorrelato rispetto al segnale VDSL.

Il filtro adattativo H ($e^{j\omega}$) è realizzato con un FIR con un numero di coefficienti abbastanza alto, per es. N = 32. Aumentando il valore di N, migliorano le caratteristiche del filtro passa banda a banda stretta.

L'algoritmo per l'aggiornamento dei coefficienti del FIR adattativo (1) viene così specificato tralasciando il coefficiente di *leakage*:

$$H(n) = H(n-1) + \mu_n . \overline{e}(n)X(n) \qquad (4)$$

con le stesse definizioni date in precedenza.

μ_n è, come in precedenza, la matrice diagonale dello step size.

Una realizzazione semplificata assume:

$\mu_i (n) = \mu_n$ per i = 0,1,...N-1

Questo algoritmo ha una complessità computazionale superiore rispetto al primo algoritmo, permettendo però di modellare il filtro adattativo come un passa banda.

Italtel spa
Dario Giustini

Prima che inizi il periodo di aggiornamento dei coefficienti si calcola il livello di x(n), chiamato $\tilde{x}(n)$, mediante la seguente formula:

$$\tilde{x}(n) = (1-\alpha).\tilde{x}(n-1) + \alpha|x(n)|$$

$(1-\alpha)$ è un coefficiente di dimenticanza; α può assumere valori normalmente variabili tra 0.01 e 0.04.

Per ottenere una stima abbastanza buona del livello del segnale occorrono (in funzione di α) diverse iterazioni della (2) (da qualche decina a qualche centinaia).

Il valore del livello x(n) all'inizio del periodo di aggiornamento determina attraverso una tabella di corrispondenza (look-up table) il valore iniziale di μ_n, chiamato μ_0. Come valore di μ_0 si assume una potenza di 2, tipicamente $2^{-13} \div 2^{-17}$, funzione del valore di N.

Man mano che procede il processo di convergenza, per avvicinarsi il più possibile al valore ottimo dei coefficienti, occorre diminuire l'incremento da dare ai coefficienti stessi. Questo è ottenuto assumendo dei valori μ_n più piccoli (divisi per una potenza di 2 rispetto a μ_0); si confronta |e(n)| con una o più soglie, dividendo opportunamente μ_0 (più piccolo è |e(n)| maggiore è il divisore di μ_0.

Una sola soglia è tipicamente sufficiente, così come un fattore di divisione ragionevole può essere scelto pari a 8.

Per il convertitore ADC2 , che quantizza e(t), è sufficiente una precisione molto grossolana; bastano 1 o 2 bit.

Per quanto riguarda la cancellazione di RFI, le prestazioni del secondo algoritmo sono superiori a quelle del precedente, a parità di numero di bit per i convertitori AD che agiscono su RRN condizionato.

A parità di prestazioni questo secondo algoritmo 2 consente di risparmiare 1 - 3 bit per ADC1 rispetto all'algoritmo di tipo zero-forcing.

Italtel spa
mandatario
Dott. Giustini

La convergenza viene raggiunta mediamente in meno di 500 campioni.

Benché l'invenzione sia stata descritta con particolare riferimento a forme realizzative preferite, essa non è da ritenersi limitata a queste ultime, ma si estende a coprire tutte le ovvie varianti e modifiche che risulteranno evidenti al tecnico del settore.

Italtel spa
Il mandatario
Delio Giustini

RIVENDICAZIONI

1. Metodo per la cancellazione adattativa di segnali interferenti in sistemi di telecomunicazione operanti secondo la tecnica di multiplazione a divisione di tempo TDD, il metodo prevedendo le fasi di:

- determinare un primo segnale di rumore di riferimento (RRN), funzione del rumore di modo comune;
- considerare un secondo segnale di rumore (RFN) correlato, mediante una determinata funzione di trasferimento incognita (NP), al primo segnale di rumore di riferimento (RRN) e di conseguenza con i segnali RF interferenti;
- ottenere un segnale somma (u) aggiungendo (N1) al segnale utile (VDSL) il suddetto secondo segnale di rumore (RFN);
- convertire in forma digitale il suddetto primo segnale di rumore di riferimento (RRN);
- generare, mediante un filtro adattivo (FAD) i cui coefficienti H (n) vengono aggiornati da un segnale errore (e) durante il periodo silente tra due trasmissioni consecutive in direzioni opposte, un segnale di stima (RFS) del rumore originato da detti segnali interferenti;
- sottrarre (N2) tale segnale di stima (RFS) da detto segnale somma (u) e determinare detto segnale errore (e),

caratterizzato dal fatto di comprendere le ulteriori fasi di:

- convertire in forma analogica il detto segnale di stima (RFS) e ricostruirlo mediante un filtro passa basso (LPR) prima della sottrazione dal segnale somma;
- convertire in forma digitale il segnale errore (e) prima di inviarlo al suddetto filtro adattativo (FAD).

2. Metodo come alla rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che prevede

Italtel spa
Il mandatario
Dello Giustini

l'ulteriore fase di aggiornare i suddetti coefficienti H(n) del filtro adattativo (FAD), essendo $H(n) = \{ h_0(n), h_1(n), ..., h_{N-1}(n)\}^T$ al tempo nT,

dove:

- T = 1/F, ed F è la frequenza di campionamento dei convertitori analogico digitali (ADC1, ADC2), del convertitore digitale analogico (DAC) e del filtro adattativo (FAD);
- n rappresenta un indice temporale;
- N rappresenta il numero dei coefficienti del filtro adattativo (FAD).
- l'apice T indica l'operazione di trasposizione del vettore

mediante il seguente algoritmo:

$$H(n) = \gamma_n H(n-1) + \mu_n.e(n) X(n)$$

dove:

- e(n) rappresenta il segnale errore nei periodi di aggiornamento;
- μ_n è la matrice diagonale dello step size, la cui diagonale principale è $\{ \mu_0 (n), \mu_1 (n); ..., \mu_{N-1} (n)\}$, assumendo che $\mu_i (n) = \mu_n$ per i = 0,1,...N-1
- γ_n è un fattore di perdita (leakage) dei coefficienti del FIR
- $X(n) = \{ x(n), x(n-1), ..., x(n - N + 1)\}^T$

3. Metodo come alla rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che i suddetti coefficienti H(n) del filtro adattativo (FAD) vengono aggiornati sulla base del seguente algoritmo:

$$H(n) = H(n-1) + \mu_n.\overline{e}(n)\overline{X}(n)$$

dove:

- $\overline{e}(n) = sgn[e(n)]$;
- sgn[a] è lo scalare a, e se a = 0 allora sgn[a] = 0;

Italtel spa
Mandatario
Dott. Ing. Giulio Giustini

- $\overline{X}(n) = \{ sgn[x(n)], sgn[x(n-1)], ..., sgn[x(n - N + 1)]\}^T$
- se l'implementazione dell'algoritmo avviene mediante aritmetica fixed point, μ_n deve essere un multiplo di 2^{-p}, che è uguale al quanto di $h_i(n)$:
- p rappresenta la posizione di LSB (Least Significant Bit) di $h_i(n)$.

4. Metodo come alla rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che prevede la fase di:

- convertire in forma digitale il suddetto primo segnale di rumore di riferimento con un convertitore analogico/digitale con bassa risoluzione;
- generare il suddetto segnale di stima (RFS) con un filtro adattativo la cui risposta in frequenza è $H(e^{j\Omega})$, con $\Omega = 2\pi f/F$, sagomato come un filtro passa banda a banda stretta centrata intorno alla frequenza f_0, essendo f_0 la frequenza prevalente del segnale interferente.

5. Metodo come alla rivendicazione 4, caratterizzata dal fatto che la suddetta fase di generare un segnale di stima (RFS) viene concretizzata utilizzando un filtro FIR con un numero di coefficienti N abbastanza alto.

6. Metodo come alla rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che N è è un numero intero maggiore o uguale a 4.

7. Metodo come alla rivendicazione 6, caratterizzato dal fatto che N è uguale a 32.

8. Metodo come alla rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che i suddetti coefficienti H(n) del filtro adattativo (FAD) vengono aggiornati sulla base del seguente algoritmo:

$$H(n) = H(n-1) + \mu_n . \overline{e}(n)X(n)$$

con le stesse definizioni date in precedenza.

9. Metodo secondo le rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che

Italtel spa
Delio Giustini

prevede l'ulteriore fase di filtrare il suddetto segnale somma (u) con un primo filtro passa basso (LP2) prima della detta sottrazione.

10. Metodo come alle rivendicazioni da 1 ad 8, caratterizzato dal fatto che prevede la fase di filtrare il suddetto primo segnale errore di riferimento (RRN) con un filtro passa basso (LP1) prima di generare il suddetto segnale di stima.

11. Dispositivo per la cancellazione di segnali interferenti in sistemi di trasmissione numerica VDLS su portante in rame, funzionanti secondo la tecnica di multiplazione a divisione di tempo, detto dispositivo comprendendo:

- un convertitore analogico/digitale (ADC1) che riceve in ingresso un segnale di rumore di riferimento (RRN);

- un filtro adattivo (FAD) collegato al detto convertitore analogico/digitale (ADC1) che genera in uscita un segnale di stima (RFS) del rumore originato dai suddetti segnali interferenti;

- un nodo sottrattore (N2) i cui ingressi sono collegati a segnali rappresentativi del segnale (u) ricevuto sul portante e del segnale di stima (RFS), rispettivamente,

detto dispositivo essendo caratterizzato dal fatto di comprendere ulteriormente:

- un convertitore digitale/analogico (DAC) collegato all'uscita del detto filtro adattivo (FAD);

- un convertitore analogico digitale (ADC2) che riceve in ingresso il suddetto segnale errore che corrisponde all'uscita del nodo sottrattore (N2) e lo converte in forma digitale prima di inoltrarlo in ingresso al filtro adattativo.

12 Dispositivo come alla rivendicazione 11, caratterizzato dal fatto che comprende anche:

un primo filtro passa basso (LP2) collegato all'ingresso del detto nodo sottrattore (N2) e che riceve il segnale (u) ricevuto sul portante.

- un secondo filtro passa basso (LP1) collegato tra detto segnale di riferimento (RRN) e detto filtro adattivo (FAD);

- un ulteriore filtro passa basso (LPR) collegato tra detto convertitore digitale/analogico (DAC) e detto nodo sottrattore (N2).

Italtel spa

Il mandatario

Dott. Ing. Giustini

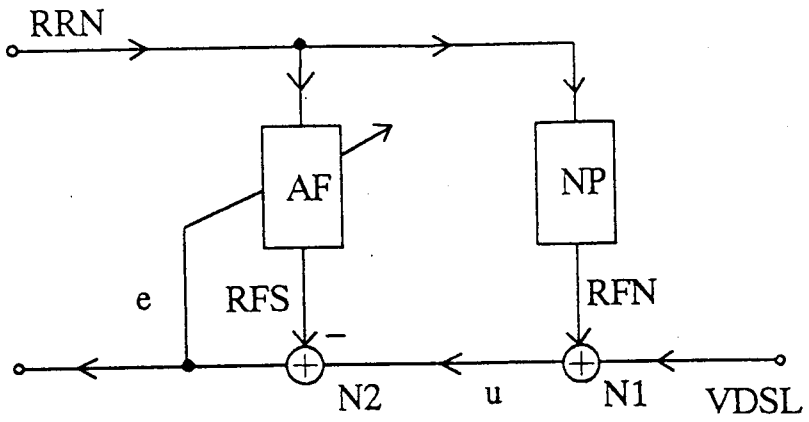


Fig. 1

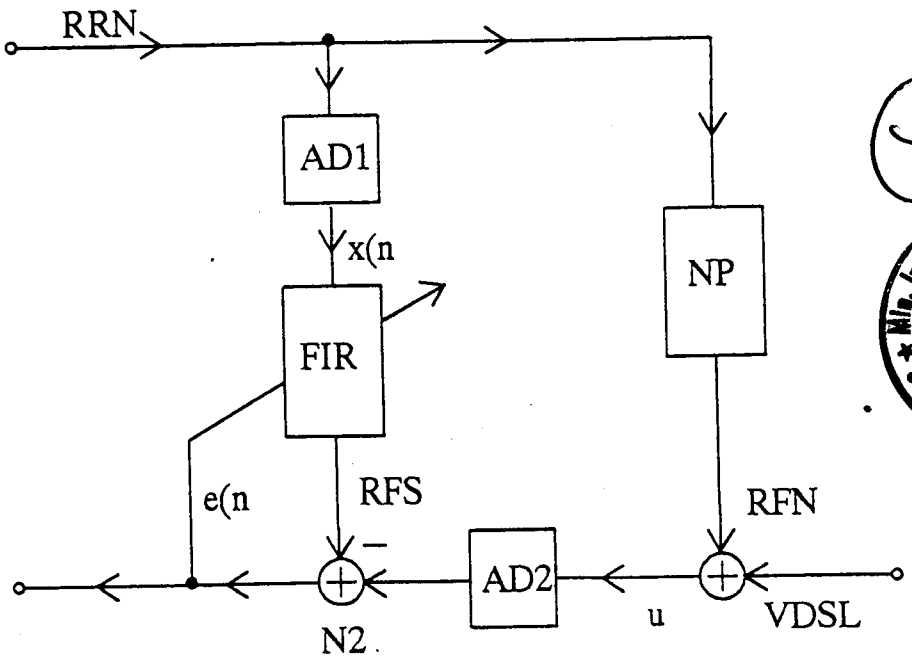


Fig. 2

Min. Ind. Comm. e Art. U.P.I.C.A. Milano Sez. Brevetti
Italtel spa
mandatario
Dello Giustini

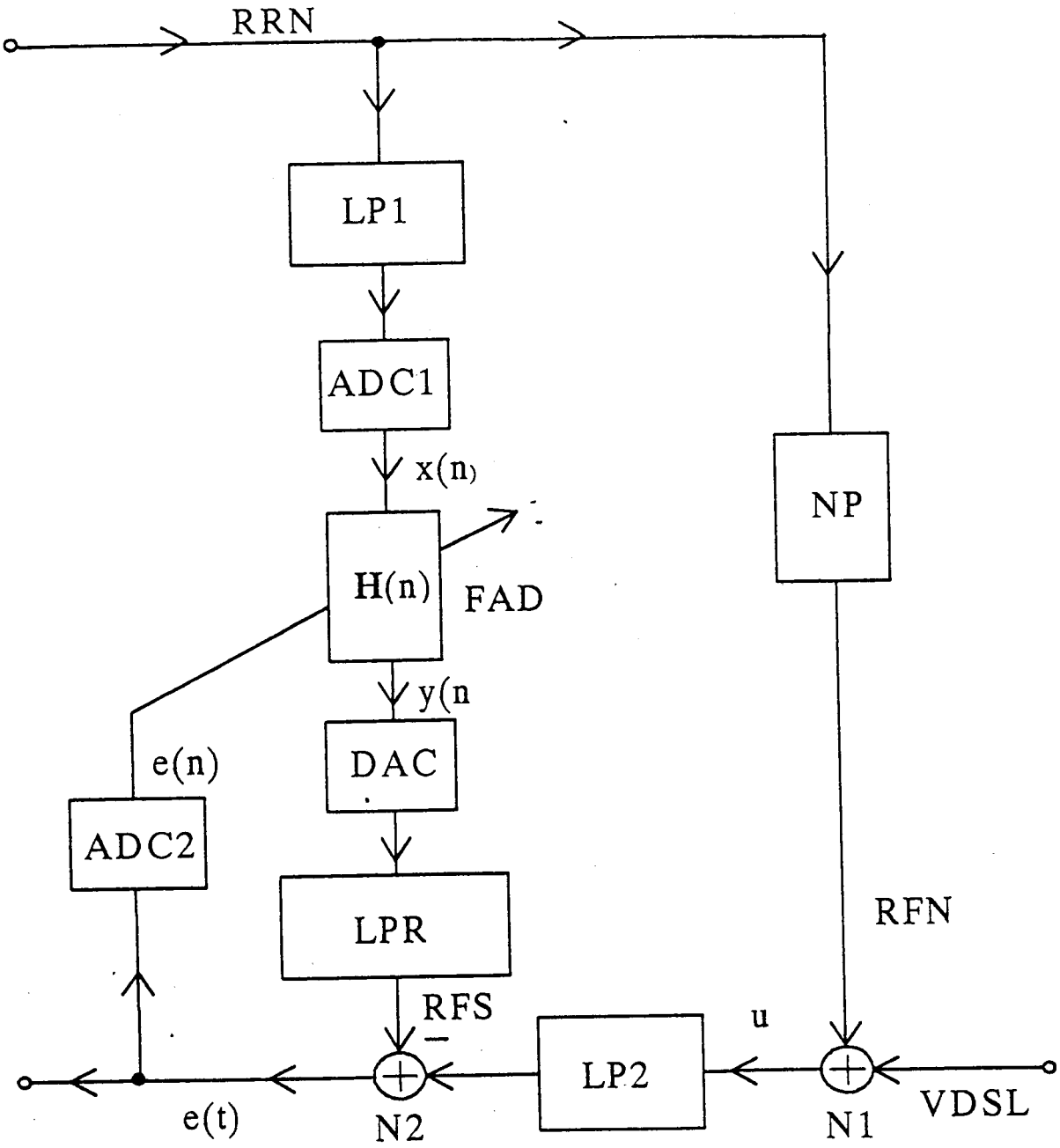


Fig. 3

Italtel spa

Il Mandatario

Dott. Ing. Elio Giustini

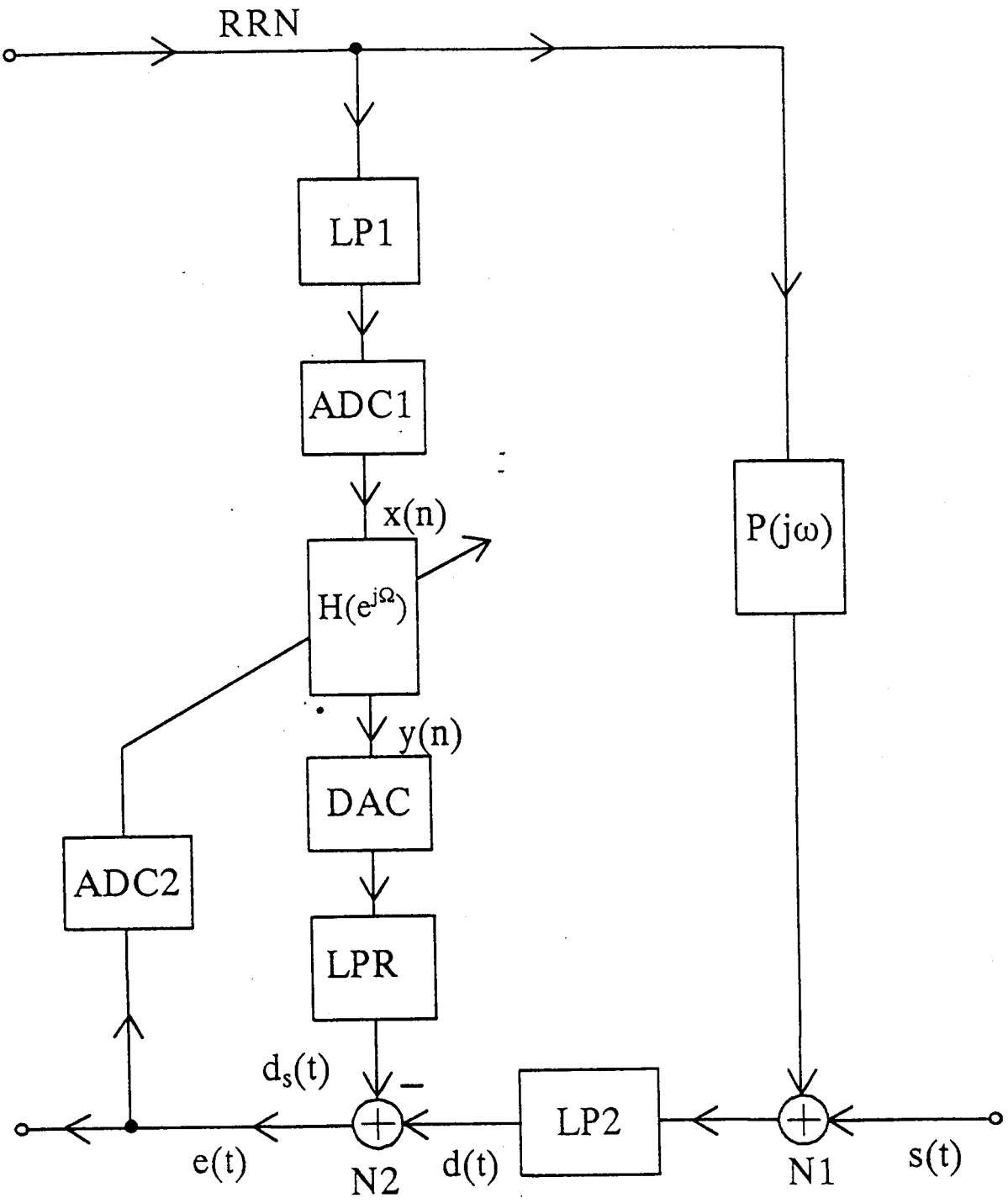


Fig. 4

Min. Ind. Comm. e Art. * U.I.B.M. * Serv. Brevetti *
Italtel spa
Dalio Giustini

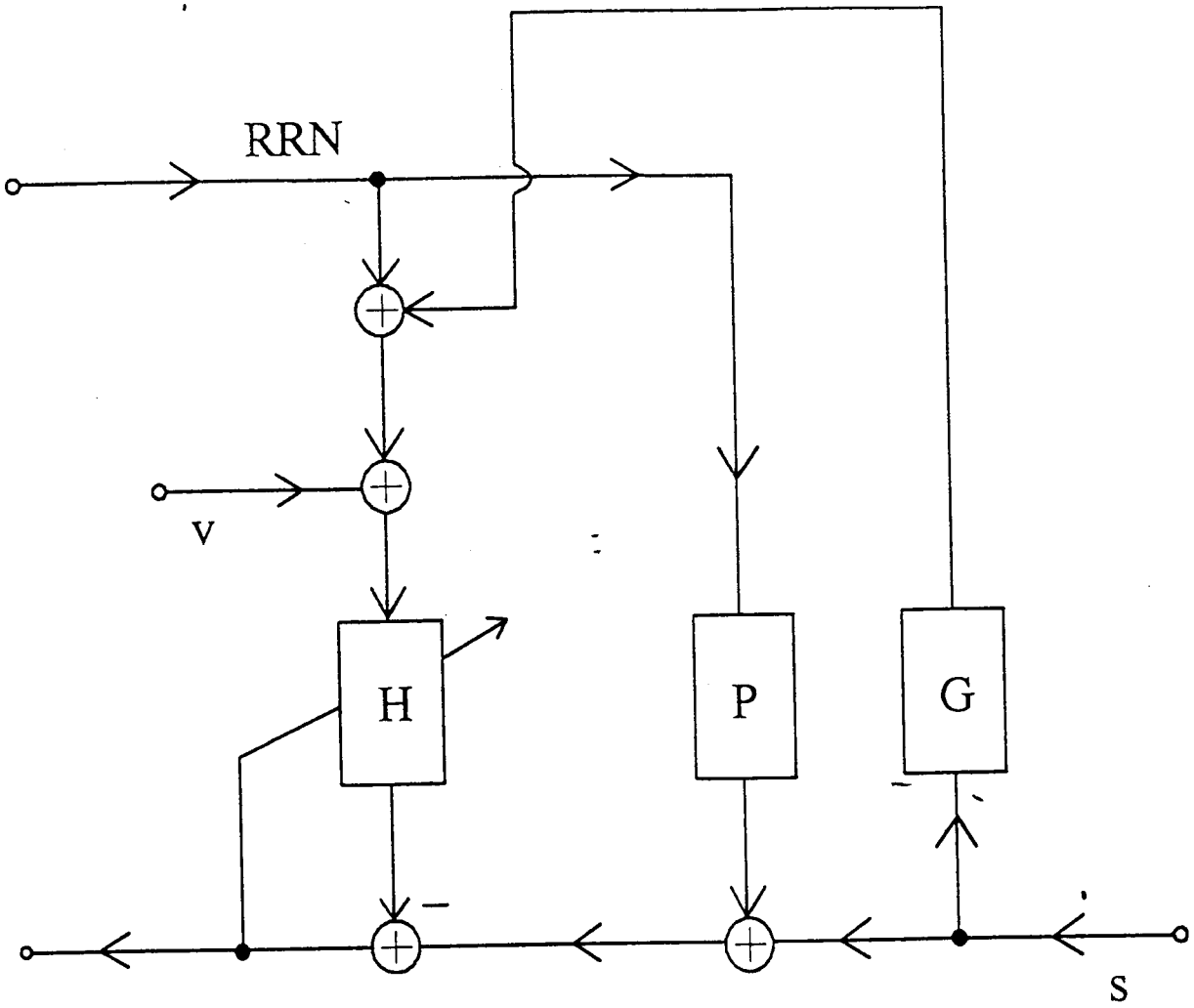


Fig. 5

Italtel spa

mandatario
Dalio Giustini