



**MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO**  
**DIREZIONE GENERALE PER LA LOTTA ALLA CONTRAFFAZIONE**  
**UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI**

<b>DOMANDA NUMERO</b>	<b>101998900714158</b>
<b>Data Deposito</b>	<b>30/10/1998</b>
<b>Data Pubblicazione</b>	<b>30/04/2000</b>

<b>Sezione</b>	<b>Classe</b>	<b>Sottoclasse</b>	<b>Gruppo</b>	<b>Sottogruppo</b>
H	04	B		

Titolo

**METODO PER LA SINCRONIZZAZIONE DI SISTEMI DI TRAMMISSIONE E RICEZIONE A PORTANTI MULTIPLE ED APPARECCHIO UTILIZZANTE IL SUDETTO METODO.**

Descrizione del brevetto per invenzione industriale dal  
titolo: 859

Metodo per la sincronizzazione di sistemi di trasmissione e  
ricezione a portanti multiple ed apparecchio utilizzando il  
suddetto metodo

Di: Società Italiana per lo Sviluppo dell'Elettronica  
S.I.SV.EL. S.p.A., di nazionalità italiana, con sede in None  
(TORINO), Via Castagnole n. 59.

Inventori: Giancarlo Cariolaro, Nicola Laurenti, Ugo De  
Prezzo, Fabrizio Renzulli.

Depositato il 30 OTT. 1998 TO 98A 000917  
n.:

#### Riassunto

Viene descritto un metodo nonché il relativo apparecchio per  
la sincronizzazione temporale e di frequenza in sistemi di  
trasmissione e ricezione con modulazione a portanti multiple  
del tipo OFDM, come ad esempio il sistema digitale televisivo  
noto come DVB-T e il sistema audio digitale noto come DAB. In  
particolare il metodo si riferisce alla correzione della  
deviazione residua di frequenza  $\Delta f$  e alla correzione della  
differenza  $1/\Delta T_0$  tra le frequenze di campionamento del  
trasmettitore e del ricevitore. La soluzione prevede la stima  
di  $\Delta f$  e  $1/\Delta T_0$  attraverso l'approssimazione dei minimi quadrati,  
utilizzando un solo algoritmo ricorsivo a correzioni  
successive.

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Robert Dini

## Descrizione

La presente invenzione industriale si riferisce a un metodo nonché al relativo apparecchio per la sincronizzazione di un sistema di trasmissione e ricezione a portanti multiple del tipo OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Su questo tipo di modulazione si basano i sistemi DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) e DAB (Digital Audio Broadcasting).

DVB-T è il sistema europeo per la trasmissione terrestre del segnale televisivo digitale secondo le specifiche "ETS 300 744, Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial Television, March 1997". Detto sistema prevede due modi di trasmissione denominati 2k e 8k, a seconda che la modulazione OFDM abbia rispettivamente 1705 o 6817 portanti, dette anche celle, modulate QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), o 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o 64 QAM. L'insieme dei valori trasmessi sulle 1705 o 6817 portanti o celle in un dato istante è chiamato simbolo OFDM.

Il sistema DAB per la trasmissione del segnale audio digitale è basato sulle specifiche "ETS 300 401, Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers, January 1994", e prevede tre modi di trasmissione che differiscono per il numero delle portanti utilizzate nella modulazione OFDM. Si hanno 1536 portanti per il Modo 1, 384 per il Modo 2 e 192 per il Modo 3, quindi in

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Electronica S.I.SV.EL. S.p.a.



questo caso un simbolo è formato da 1536, 384 o 192 portanti o celle. Le portanti sono modulate con il sistema noto come  $\pi/4$ -shifted DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying), come illustrato nella pubblicazione "Digital Communications" di J.D. Proakis, Mc Graw-Hill International Editions.

Nei suddetti sistemi OFDM, per sincronizzazione temporale si intende l'allineamento della frequenza di campionamento del ricevitore a quella del trasmettitore, mentre la sincronizzazione di frequenza provvede alla correzione della deviazione di frequenza introdotta in ricezione nella traslazione in banda base del segnale trasmesso in banda passante. Per l'identificazione e la successiva rimozione di gran parte della deviazione di frequenza viene usata la nota e consolidata soluzione detta a "correlazione", descritta ad esempio nell'articolo "A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver" di K. Taura, M. Tsujishita e altri, IEEE Transactions of Consumer Electronics, vol. 42, no. 3, August 1996, pp. 322-327. Con questa tecnica vengono trasmesse particolari sequenze pseudo-casuali note al ricevitore, e che hanno la caratteristica di avere autocorrelazione quasi impulsiva. Pertanto in ricezione, eseguendo la correlazione tra il simbolo ricevuto e la sequenza nota, è possibile stimare la deviazione di frequenza analizzando lo spostamento necessario per avere il picco massimo della correlazione. Infatti tale picco si avrà in corrispondenza dell'intero più

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Robert Diini

vicino alla deviazione di frequenza normalizzata, che è il rapporto tra la deviazione di frequenza e la spaziatura di sottocanale, cioè la distanza tra due portanti contigue. Con questo metodo è possibile quindi eliminare una deviazione di frequenza pari a uno o più multipli della spaziatura di sottocanale.

Le tecniche di sincronizzazione sono state oggetto di diversi studi, in particolare nell'articolo "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency offset Correction", di P. H. Moose, IEEE Transactions on Communications, vol. 42, no. 10, October 1994, pp. 2908-2914, viene proposta una tecnica di stima a massima verosimiglianza della deviazione di frequenza. Nell'articolo "A Frequency and Timing Acquisition Technique for OFDM Systems", di H. Nogami e T. Nagashima, Proceedings PMRC '95, vol. 3, pp. 1010-1015, viene proposta una tecnica di sincronizzazione simultanea della deviazione di frequenza e della frequenza di campionamento con una poco efficace stima a valor medio degli errori. Le tecniche suddette presentano lo svantaggio di trascurare del tutto la differenza tra le effettive frequenze di campionamento in trasmissione e ricezione o di stimarla in maniera poco precisa e poco efficace.

Scopo della presente invenzione è quello di indicare un metodo perfezionato, nonché un apparecchio che usi tale metodo, per ottenere la correzione sia della deviazione residua di

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Electronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Robert Deini

frequenza  $\Delta f$  che della differenza tra le frequenze di campionamento  $1/\Delta T_0$ ; in particolare detto metodo utilizza un solo algoritmo per la stima contemporanea degli errori, semplificando in tal modo la gestione dei sincronismi in ricezione.

Per conseguire tale scopo la presente invenzione ha per oggetto un metodo, nonché il relativo apparecchio, avente le caratteristiche descritte nelle rivendicazioni allegate, che formano parte integrante della presente descrizione.

Ulteriori scopi, caratteristiche e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione particolareggiata che segue e dai disegni annessi, forniti a puro titolo esplicativo e non limitativo, in cui:

- la Fig. 1 rappresenta la struttura del segnale DVB-T trasmesso;

la Fig. 2 illustra il principio di calcolo su cui si basa l'invenzione;

- la Fig. 3 rappresenta lo schema ricorsivo per la sincronizzazione di un segnale DVB-T con celle pilota di tipo continual secondo l'invenzione;

- la Fig. 4 rappresenta lo schema temporale di correzione per le celle pilota di tipo continual;

- la Fig. 5 rappresenta lo schema temporale di correzione per le celle pilota scattered;

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

*Roberto Dini*

- la Fig. 6 rappresenta lo schema ricorsivo per la sincronizzazione di un segnale DAB secondo l'invenzione.

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

FFT : Fast Fourier Transform

IFFT : Inverse Fast Fourier Transform

PRS: Phase Reference Symbol

N: numero portanti

p: indice della portante generica

$p_i$  : indice di portante pilota

DQPSK: Differential Quadrature Phase Shift Keying

v: lunghezza del prefisso o tempo di guardia

CPC: celle pilota "continual"

SPC: celle pilota "scattered"

$P_{CPC}$ : insieme degli indici di portante CPC

$P_{SPC}$  :insieme degli indici di portante SPC

$\in$ : simbolo di appartenenza a un insieme

$F_0$  : velocità del canale

$F = F_0/N$ : spaziatura sottocanale

$T_0 = 1/F_0$ : quanto temporale del canale

$T = (N+v)T_0$  : periodo di simbolo in trasmissione

$\Delta f$ : deviazione di frequenza

$T'_0$  : quanto temporale in ricezione

$\Delta T_0 = T_0 - T'_0$  : deviazione del periodo di campionamento

$1/\Delta T_0 =$  deviazione della frequenza di campionamento

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.



$T' = (N+v)T'_0$ : periodo di simbolo in ricezione

$\Delta f/F$ : deviazione di frequenza normalizzata

$\Delta T_0/T_0$  : deviazione della frequenza di campionamento normalizzata

$X_p(nT)$  : portante p-esima, cioè p-esimo ingresso del blocco di IFFT di modulazione all'istante  $nT$

$\tilde{X}_p(nT)$ : p-esima uscita del blocco di FFT di demodulazione all'istante  $nT'$ .

Nel sistema DVB-T un simbolo OFDM è costituito come detto dall'insieme di 1705 portanti (modo 2k) o 6817 portanti (modo 8k), che vengono trasmesse contemporaneamente; la trasmissione è organizzata in "frame" composti da 68 simboli. Quattro frame consecutivi formano un "superframe". Ciascun frame contiene, oltre alle celle o portanti con dati, anche celle particolari, dette celle pilota, che servono per la sincronizzazione del segnale OFDM in ricezione, e sono trasmesse ad un livello di potenza amplificato di un fattore 16/9 rispetto alle celle normali che trasportano i dati del segnale televisivo. Le celle pilota sono di due tipi, "scattered", in seguito chiamate celle SPC, e "continual", in seguito celle CPC, e trasmettono dati noti appartenenti ad una sequenza binaria pseudo-casuale (in breve sequenza PRBS).

In Fig. 1 è illustrata la posizione delle celle SPC in un frame; nella figura le colonne verticali rappresentano la successione dei simboli di un frame, mentre  $k$  indica la

posizione di una cella in un simbolo, con  $0 \leq k \leq k_{MAX}$  essendo  $k_{MAX}$  uguale a 1704 oppure a 6816. Si può notare che le celle SPC si presentano nella stessa posizione ogni 4 simboli; le celle CPC, non rappresentate in figura, si ripetono invece ad ogni simbolo in posizioni ben precise e definite dallo standard (posizione 0,48,54,87,141, ecc.). In altre parole le celle pilota hanno un periodo di ripetizione pari a un multiplo  $m$  del periodo di simbolo: per le celle CPC  $m=1$ , mentre per le celle SPC  $m=4$ .

Tenendo conto della deviazione di frequenza, della deviazione temporale e delle varie distorsioni introdotte, la relazione che lega la portante  $p$ -esima ricevuta  $\tilde{X}_p$  alla stessa portante  $X_p$  trasmessa è la seguente:

$$\tilde{X}_p(nT') = X_p(nT) H(pF) A_p e^{j2\pi(N+v)[n(p \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F) + \phi_p]} \quad 1)$$

dove  $\phi_p$ ,  $A_p$  e  $H(pF)$  rappresentano rispettivamente uno sfasamento, una attenuazione reale e la risposta in frequenza in banda base del canale alla frequenza  $pF$ , mentre  $\Delta T_0$  è la variazione del periodo di campionamento e  $\Delta f$  la deviazione residua di frequenza. Valutando la 1) in due periodi consecutivi  $(n+1)T'$  e  $nT'$  per le celle CPC che, come detto, occupano la stessa posizione in tutti i simboli, si ottiene la relazione:

$$\tilde{X}_{p_i}((n+1)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT') = X_{p_i}((n+1)T) X_{p_i}^*(nT) |H(p_i F)|^2 \times \\ \times A_p^2 e^{j2\pi(N+v)[p_i \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F]} \quad \text{con } p_i \in P_{CPC} \quad 2)$$

in cui la notazione \* significa complesso coniugato.

La stessa relazione vale per le SCP, valutando però la 1) nei periodi  $(n+4)T'$  e  $nT'$ , in quanto le SPC hanno un periodo di 4 simboli:

$$\tilde{X}_{p_i}((n+4)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT') = X_{p_i}((n+4)T) X_{p_i}^*(nT) |H(p_i F)|^2 \times$$

$$\times A_p^2 \text{ e } N \quad j8\pi(N+v) [p_i \Delta T_0/T_0 - \Delta f/F] \quad \text{con } p_i \in P_{SPC} \quad 3)$$

Le relazioni 2) e 3), in cui i simboli  $X_{p_i}$  sono noti e costanti nel tempo, costituiscono la base dell'invenzione; si possono anche scrivere

$$p_i \frac{\Delta T_0}{T_0} - \frac{\Delta f}{F} = \frac{N}{2\pi(N+v)} \arg(\tilde{X}_{p_i}((n+1)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT')) \quad , p_i \in P_{CPC} \quad 4)$$

$$p_i \frac{\Delta T_0}{T_0} - \frac{\Delta f}{F} = \frac{N}{8\pi(N+v)} \arg(\tilde{X}_{p_i}((n+4)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT')) \quad , p_i \in P_{SPC} \quad 5)$$

e, ponendo

$$\phi_{p_i} = \arg(\tilde{X}_{p_i}((n+1)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT')) \quad \text{e } L = \frac{N}{2\pi(N+v)} \quad \text{per le celle CPC}$$

$$\phi_{p_i} = \arg(\tilde{X}_{p_i}((n+4)T') \tilde{X}_{p_i}^*(nT')) \quad \text{e } L = \frac{N}{8\pi(N+v)} \quad \text{per le celle SPC}$$

si ha:

$$p_i \frac{\Delta T_0}{T_0} - \frac{\Delta f}{F} = L \phi_{p_i} \quad , p_i \in P_{CPC} \quad \text{oppure } p_i \in P_{SPC} \quad 4')$$

Nella 4')  $p_i$  è l'indice di portante pilota e  $\phi_{p_i}$  la fase differenziale, cioè la differenza di fase di una stessa

portante pilota in due simboli contigui (portanti  $P_{CPC}$ ) o in simboli distanziati di 4 periodi (portanti  $P_{SPC}$ ).

Per ogni portante dell'insieme  $P_{CPC}$  o  $P_{SPC}$  si può calcolare coppia di valori  $(p_0, \phi_{p0}), (p_1, \phi_{p1}), (p_2, \phi_{p2}), \dots (p_i, \phi_{pi})..$  che, nel piano cartesiano  $(p, \phi_p)$  rappresenta un punto in cui passa la retta definita dalla 4'). Da notare che  $\Delta T_0$  e  $\Delta f$  variano da portante a portante.

Il principio su cui si basa l'invenzione prevede la stima di  $\Delta f$ , cioè della deviazione residua di frequenza, e di  $1/\Delta T_0$ , cioè della deviazione della frequenza di campionamento, tramite la retta che meglio approssima tutti i punti di coordinate cartesiane  $p_i, \phi_{pi}$  con  $p_i \in P_{CPC}$  oppure  $p_i \in P_{SPC}$ . Tale retta rappresenta le stime cercate in quanto  $\Delta f$  è data, a meno del fattore  $1/LF$ , dalla intersezione della retta con l'asse della ordinate, mentre il coefficiente angolare  $\text{tg}\alpha$  della retta dà la stima di  $\Delta T_0$ , a meno del fattore  $1/LT_0$ , come mostrato in Fig. 2.

In termini matematici, la retta viene determinata attraverso la nota approssimazione dei minimi quadrati secondo la quale la stima cercata è quella che minimizza la somma dei quadrati dei singoli errori; le stime cercate  $\hat{\Delta T_0}$  e  $\hat{\Delta f}$  sono quindi quelle che minimizzano la quantità

$$S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[ \phi_{pi} - \frac{1}{L} \left( \frac{\hat{\Delta T_0}}{T_0} p_i - \frac{\hat{\Delta f}}{F} \right) \right]^2 \quad (6)$$

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Roberto Quiri

essendo  $N_p$  il numero delle portanti pilota "continual" o "scattered".

L'originalità della soluzione proposta sta nella possibilità di stimare contemporaneamente e in maniera affidabile  $\Delta T_o$  e  $\Delta f$  semplificando notevolmente l'operazione di sincronizzazione in ricezione.

In pratica la sincronizzazione con portanti CPC avviene secondo lo schema ricorsivo di Fig. 3, in cui il blocco numero 1 converte in banda base il segnale a radio frequenza RF, il blocco 2 rappresenta il campionamento, il blocco 3 rappresenta l'operazione FFT per la ricostruzione dei simboli in ricezione, nel blocco 4 vengono estratte le portanti CPC, il blocco 5 introduce un ritardo di un periodo di simbolo, il blocco 6 esegue l'operazione complesso coniugato, il blocco 6' moltiplica i segnali provenienti dai blocchi 4 e 6, il blocco 7 calcola le fasi  $\phi_{pi}$ , nel blocco 8 viene fatta la stima della retta che meglio approssima i punti  $(p, \phi_p)$ , ovvero vengono calcolati i valori di  $\Delta T_o$  e  $\Delta f$  che minimizzano la 6); il blocco 9 genera la frequenza per la traslazione in banda base eseguita dal blocco 1. Nella parte inferiore di Fig. 3 avviene la rimozione della parte consistente della deviazione di frequenza con il già citato metodo della correlazione; il blocco 10 esegue infatti la correlazione tra il simbolo ricevuto e la sequenza  $s(k)$  generata nel blocco 11 e così definita

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Roberto Diini

$$s(k) = \begin{cases} \text{PRBS}(k) & \text{se } k \in P_{\text{CPC}} \\ 0 & \text{per le altre portanti} \end{cases}$$

Il blocco 12, partendo dai valori forniti dal correlatore, produce una prima stima della deviazione di frequenza, che viene poi affinata con la tecnica rappresentata nella parte superiore di Fig. 3 precedentemente descritta.

È importante notare che la tecnica di stima utilizzata produce la stima a partire da due simboli consecutivi CPC, ed è quindi possibile stimare le deviazioni solo ogni due simboli, come appare dallo schema temporale di Fig. 4.

Per la soluzione con celle SPC gli schemi sono del tutto analoghi a quelli di Fig. 3 e 4, con il solo cambiamento del riferimento temporale; in questo caso infatti il ritardo introdotto dal blocco 5 è di 4 simboli, mentre la stima è ottenuta ogni otto periodi di simbolo, come evidenziato in Fig. 5.

Le due tecniche di sincronizzazione con CPC e con SPC forniscono prestazioni diverse. Attraverso uno studio analitico abbinato ad una accurata simulazione, risulta che la soluzione con SPC dà una precisione migliore nella stima rispetto alla soluzione con CPC, offrendo così due livelli di sincronizzazione, uno fine con CPC, e uno sopraffino con SPC. Tali differenze sono dovute alle diverse caratteristiche degli insiemi di portanti  $P_{\text{CPC}}$  e  $P_{\text{SCP}}$ . L'insieme  $P_{\text{CPC}}$  è infatti composto da 45 portanti nel modo 2k e da 177 portanti nel modo 8k, mentre l'insieme  $P_{\text{SCP}}$  ha 142 portanti nel modo 2k e 568 nel

modo 8k. IL maggior numero di portanti nella soluzione con  $P_{scp}$  permette una stima dei minimi quadrati decisamente migliore.

Nel sistema DAB la trasmissione è organizzata in frame; ogni frame è costituito dalla successione del simbolo nullo, del simbolo PRS (Phase Reference Symbol) e dei simboli che contengono l'informazione utile, il cui numero cambia a seconda del Modo: 76 per i Modi 1 e 2, 153 per il Modo 3. Mentre per la sincronizzazione di frame e la sincronizzazione grossolana di frequenza si utilizzano i suddetti primi due simboli di ciascun frame, sfruttando la proprietà dell'autocorrelazione del PRS con tecnica analoga a quanto visto per il sistema DVB-T, per la sincronizzazione della frequenza di campionamento e la correzione fine di frequenza si elaborano opportunamente i dati utili.

L'analisi del sistema DAB, in presenza di deviazione di frequenza e deviazione temporale, fornisce gli stessi risultati visti per il sistema DVB-T, essendo i due sistemi analoghi, per cui vale ancora la relazione 1) tra simbolo ricevuto e simbolo trasmesso.

Poiché però nel caso del DAB mancano le celle pilota, vengono utilizzate tutte le portanti di un simbolo che portano segnali in generale diversi e variabili in quanto rappresentano, come detto, i dati utili. Le relazioni 2), 4) e 4') sono ancora valide, ma devono intendersi estese a tutte le portanti, anziché alle sole portanti pilota.

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Robert Dini

Poiché lo standard prevede la modulazione differenziale  $\pi/4$  - shift DQPSK in cui le fasi delle portanti si trovano a  $\pi/4$ ,  $3/4 \pi$ ,  $5/4 \pi$  e  $7/4 \pi$ , il contributo fornito nella 2) dai dati rappresenta una fase pari ad un multiplo dispari di  $\pi/4$  che si va a sommare alla fase associata agli errori. Volendo risolvere il problema della sincronizzazione fine, l'entità degli errori e la loro fase sono molto piccoli rispetto ai multipli di  $\pi/4$ , e pertanto questi ultimi possono essere facilmente isolati nel calcolo.

L'invenzione relativa al sistema DVB-T applicata al sistema DAB prevede la stima di  $\Delta f$  e  $\Delta T_0$  sempre utilizzando la retta che meglio approssima i punti di coordinate  $(p, \phi_p)$ , partendo quindi dall'espressione 4'), in cui  $p$  assume però tutti i valori compresi tra 0 e  $N-1$ .

La 6) diventa perciò:

$$S = \sum_{p=0}^{N-1} \left[ \phi_p - \frac{1}{L} \left( \frac{\Delta T_0}{T_0} p - \frac{\Delta f}{F} \right) \right]^2 \quad 7)$$

in cui  $N$  è il numero totale delle portanti e  $L = N / (2\pi(n+v))$ .

In Fig. 6 è rappresentato lo schema ricorsivo per DAB; il blocco 7' elimina i multipli dispari di  $\pi/4$  dovuti, come detto, alla modulazione; il blocco 11 rappresenta il generatore PRS. Gli altri blocchi hanno la stessa funzione di quelli di Fig. 3, e quindi la loro descrizione non verrà qui ripetuta.

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

*Roberto Diini*

Risultano a questo punto evidenti i vantaggi offerti dal metodo proposto e dalla relativa apparecchiatura: in primo luogo viene fatta la stima di  $\Delta f$  e  $1/\Delta T_0$  attraverso l'approssimazione dei minimi quadrati, utilizzando un solo algoritmo ricorsivo a correzioni successive e quindi in un modo molto rapido che semplifica notevolmente la gestione dei sincronismi in ricezione; inoltre tale stima è resa più sicura ed efficace in quanto fondata sull'esame di campioni ricevuti in due simboli diversi, cioè su un maggior numero di informazioni rispetto alle soluzioni che prevedono la stima esaminando campioni di un solo simbolo.

È chiaro che numerose varianti possono essere apportate al metodo e all'apparato oggetto della presente invenzione senza per questo uscire dai principi di novità insiti nell'idea inventiva.

\* \* \*

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Roberto Diini

## Rivendicazioni

1. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, caratterizzato dal fatto che detta stima è ottenuta attraverso l'approssimazione dei minimi quadrati utilizzando un solo algoritmo ricorsivo a correzioni successive.

2. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che per detta stima vengono utilizzate le portanti ricevute in due simboli diversi.

3. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che le portanti sono costituite dalle portanti pilota.

4. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che le portanti pilota sono del tipo scattered.

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Roberto Dini

5. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che le portanti pilota sono del tipo continual.

6. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il sistema OFDM a portanti multiple è il sistema televisivo noto come DVB-T (Digital Video Broadcastig- Terrestrial).

7. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il sistema OFDM a portanti multiple è il sistema per le radiodiffusioni digitali noto come Digital Audio Broadcasting (DAB).

8. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che i simboli diversi sono consecutivi nel tempo.

9. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Robert Dini

ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple, del tipo OFDM, che comprende una o più portanti pilota aventi un periodo di ripetizione pari ad un multiplo  $m$  del periodo di simbolo, essendo  $m$  un numero intero, caratterizzato dai seguenti passi:

- calcolo delle fasi differenziali  $\phi_{pi} = \arg(\tilde{X}_{pi}((n+m)T') \times \tilde{X}_{pi}^*(nT'))$ , essendo  $\tilde{X}_{pi}(nT')$  e  $\tilde{X}_{pi}((n+m)T')$  i simboli in ricezione della portante pilota nei periodi di simbolo  $nT'$  ed  $(n+m)T'$  ed essendo  $\tilde{X}_{pi}^*(nT')$  il complesso coniugato di  $\tilde{X}_{pi}(nT')$ , di tutte le portanti pilota.

- calcolo contemporaneo dei valori stimati della deviazione residua di frequenza  $\hat{\Delta f}$  e della deviazione della frequenza di campionamento  $1/\hat{\Delta T_0}$  che minimizzano la quantità

$$S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[ \phi_{pi} - \frac{1}{L} \left( \frac{\hat{\Delta T_0}}{T_0} p_i - \frac{\hat{\Delta f}}{F} \right) \right]^2$$

essendo  $N_p$  il numero delle portanti pilota ed  $L = N_p/2\pi m(N_p+v)$ .

10. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\hat{\Delta T_0}$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) come nella rivendicazione 9, caratterizzato dal fatto che il sistema OFDM a portanti multiple è il sistema televisivo noto come DVB-T (Digital Video Broadcastig- Terrestrial).

11. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\hat{\Delta T_0}$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un

Società Italiana per lo Sviluppo dell'Elettronica S.I.S.V.EL. S.p.a.



ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) secondo la rivendicazione 10, caratterizzato dal fatto che le portanti pilota hanno un periodo di ripetizione uguale a un periodo di simbolo, cioè  $m=1$ .

12. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) secondo la rivendicazione 10, caratterizzato dal fatto che le portanti pilota hanno un periodo di ripetizione uguale a 4 periodi di simbolo, cioè  $m=4$ .

13. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, che comprende  $N$  portanti ciascuna con modulazione differenziale  $\pi/4$  - shifted Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK), caratterizzato dai seguenti passi:

- calcolo delle fasi differenziali  $\phi_p = \arg(\tilde{X}_p((n+1)T') \times \tilde{X}_p^*(nT'))$ , essendo  $\tilde{X}_p(nT')$  e  $\tilde{X}_p((n+1)T')$  i simboli in ricezione della  $p$ -esima portante nei periodi di simbolo  $nT'$  ed  $(n+1)T'$  ed essendo  $\tilde{X}_p^*(nT')$  il complesso coniugato di  $\tilde{X}_p(nT')$ , per tutte le portanti.

- rimozione da ciascuna  $\phi_p$  di una quantità pari a  $n\pi/4$ , con  $n$  intero dispari tale che  $n\pi/4 < |\phi_p| < (n+2)\pi/4$

- calcolo contemporaneo dei valori stimati della deviazione residua di frequenza  $\hat{\Delta f}$  e della deviazione della frequenza di campionamento  $1/\hat{\Delta T_o}$  che minimizzano la quantità

$$S = \sum_{p=0}^{N-1} \left[ \phi_p - \left( \frac{\hat{\Delta T_o}}{T_o} p - \frac{\hat{\Delta f}}{F} \right) \right]^2$$

essendo N il numero delle portanti ed  $L = N/2\pi(N+v)$ .

14. Metodo per la stima contemporanea dell'errore  $(1/\Delta T_o)$  tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza  $(\Delta f)$  come nella rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che il sistema OFDM è il sistema per le radiodiffusioni digitali noto come Digital Audio Broadcasting (DAB).

15. Apparato per la stima contemporanea dell'errore  $(1/\Delta T_o)$  tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza  $(\Delta f)$  introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, che comprende una o più portanti pilota aventi un periodo di ripetizione pari ad un multiplo m del periodo di simbolo, essendo m un numero intero, caratterizzato dal fatto che comprende mezzi (4), per l'estrazione dei simboli  $X_{pi}(nT')$  delle portanti pilota  $p_{pi}$ , mezzi (5) per ritardare di m periodi di simbolo detti simboli di dette portanti, mezzi (6) per eseguire l'operazione complesso coniugato su detti simboli ritardati, mezzi (6') per

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

*Roberto Diem*

moltiplicare i simboli non ritardati e i complessi coniugati dei simboli ritardati, mezzi (7) per ricavare le fasi differenziali  $\phi_{pi} = \arg(\tilde{X}_{pi}((n+m)T') \times \tilde{X}_{pi}^*(nT'))$ , e mezzi (8) per la stima contemporanea dei valori  $\Delta f$  e  $1/\Delta T_0$ , che minimizzano la quantità

$$S = \sum_{i=0}^{N_p-1} \left[ \phi_{pi} - \frac{1}{L} \left( \frac{\Delta T_0}{T_0} p_i - \frac{\Delta f}{F} \right) \right]^2$$

essendo  $N_p$  il numero delle portanti pilota ed  $L = N_p/2\pi m(N_p+v)$ .

16. Apparato per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, caratterizzato dal fatto che usa un metodo secondo una o più delle rivendicazioni precedenti

17. Apparato per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, caratterizzato dal fatto che comprende mezzi (5) per ritardare di 1 periodo di simbolo i simboli delle portanti, mezzi (6) per eseguire l'operazione complesso coniugato su detti simboli ritardati, mezzi (6') per moltiplicare i simboli non ritardati e i complessi coniugati dei simboli ritardati di dette portanti, mezzi (7) per ricavare le fasi differenziali  $\phi_p = \arg(X_p((n+1)T') \times X_p^*(nT'))$ ,

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.a.

Roberto Diini

mezzi (7') per la rimozione da ciascuna  $\phi_p$  di una quantità pari a  $n \pi/4$ , con  $n$  intero dispari tale che  $n \pi/4 < |\phi_p| < (n+2) \pi/4$  e mezzi (8) per la stima contemporanea dei valori  $\hat{\Delta f}$  e  $1/\hat{\Delta T}_0$  che minimizzano la quantità

$$S = \sum_{p=0}^{N-1} \left[ \phi_p - \frac{1}{L} \left( \frac{\Delta T_0}{T_0} p - \frac{\Delta f}{F} \right) \right]^2$$

essendo  $N$  il numero delle portanti ed  $L = N/2\pi(N+v)$ .

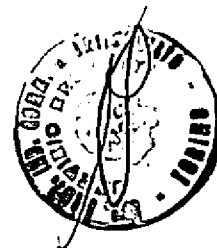
18. Metodo per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, quale risulta dagli insegnamenti contenuti nella presente descrizione e nei disegni annessi.

19. Apparato per la stima contemporanea dell'errore ( $1/\Delta T_0$ ) tra le frequenze di campionamento di un trasmettitore e di un ricevitore e della deviazione residua di frequenza ( $\Delta f$ ) introdotta in ricezione in un sistema digitale a portanti multiple del tipo OFDM, quale risulta dagli insegnamenti contenuti nella presente descrizione e nei disegni annessi.

\* \* \*

Società Italiana per lo Sviluppo  
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.  
L'Amministratore Unico - Ing. Roberto Dini

*Roberto Dini*



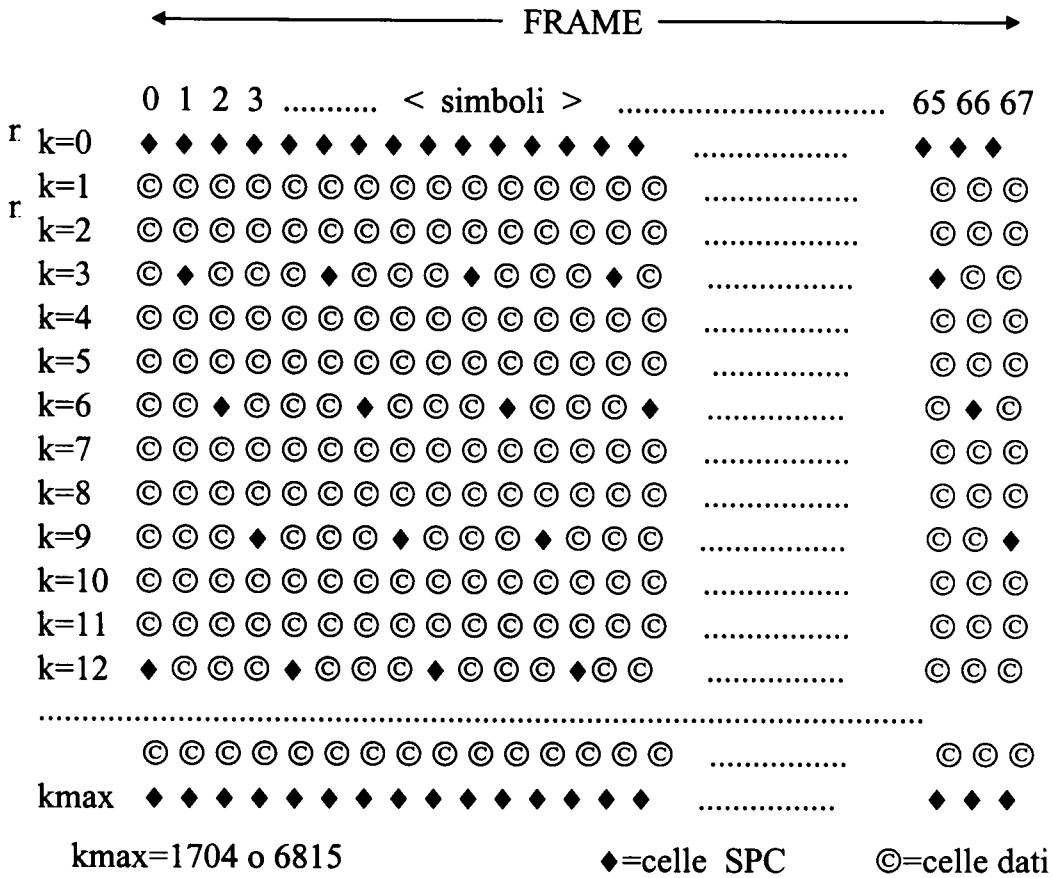


Fig. 1

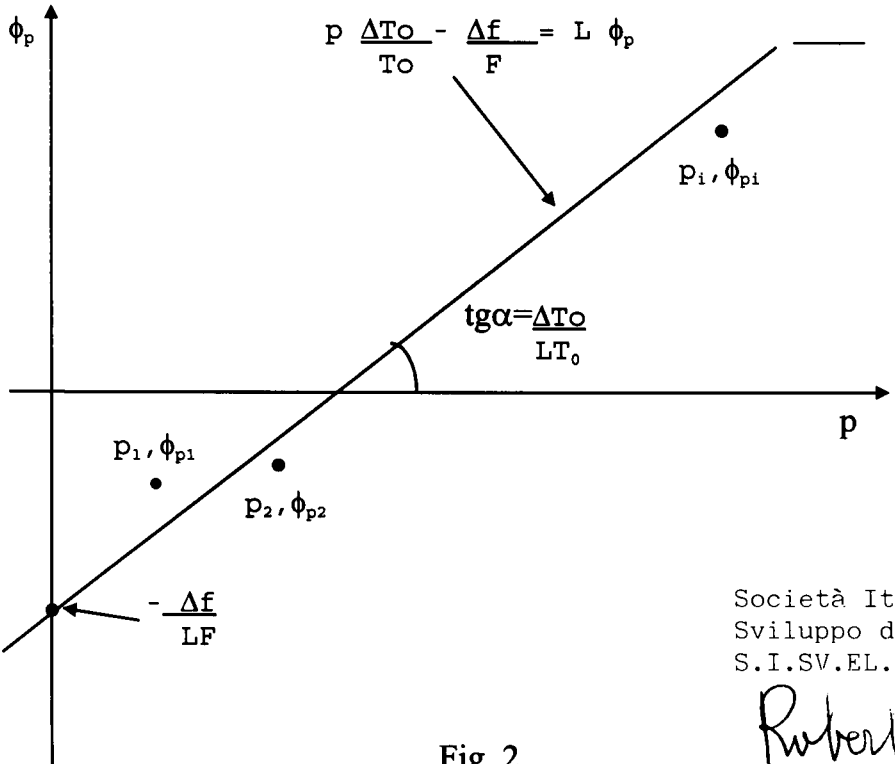
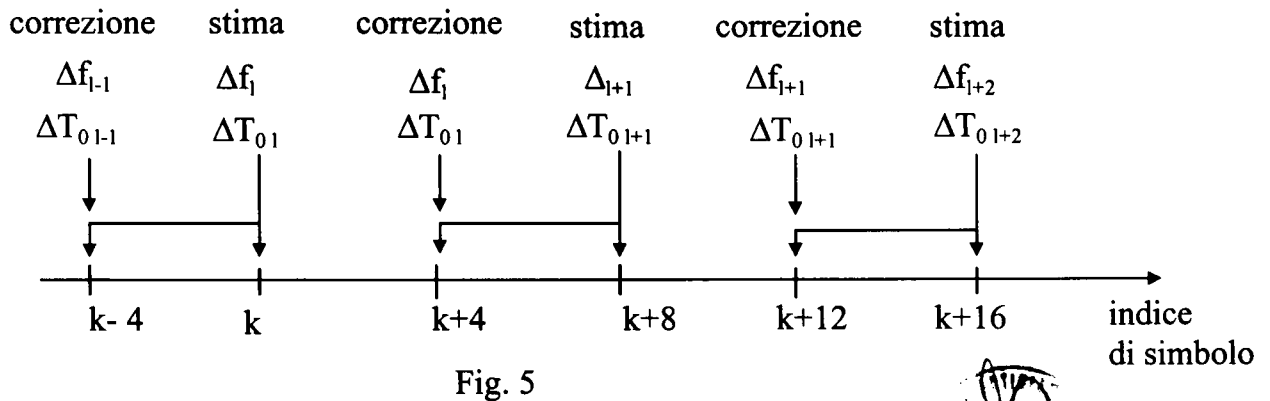
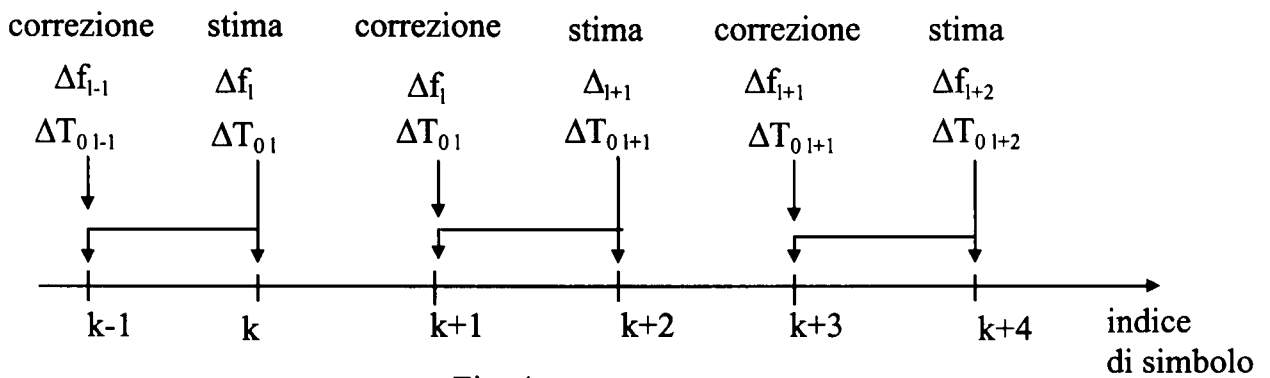
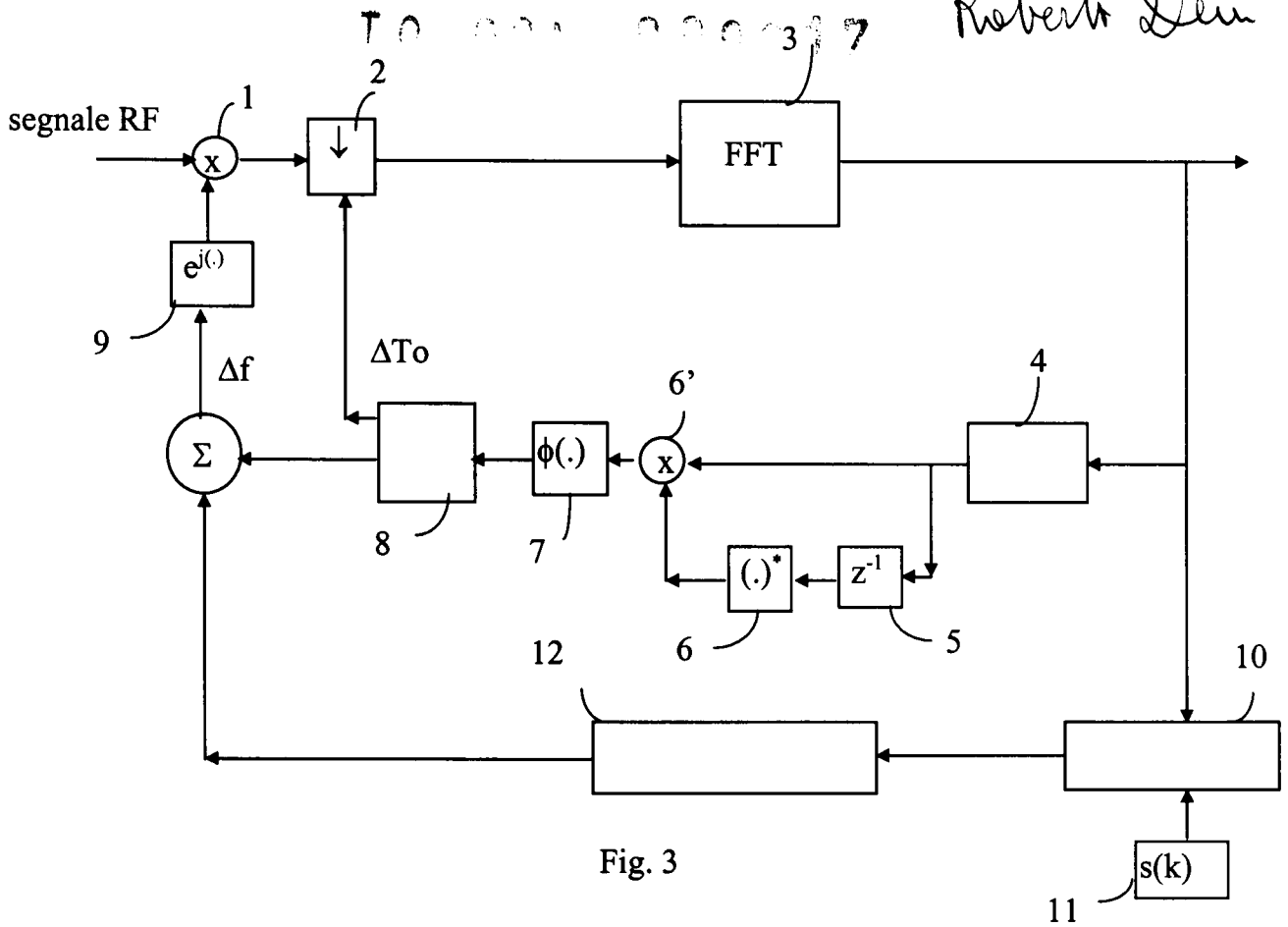


Fig. 2

Società Italiana per lo Sviluppo dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.

*Roberto Longo*

*Roberto Diini*



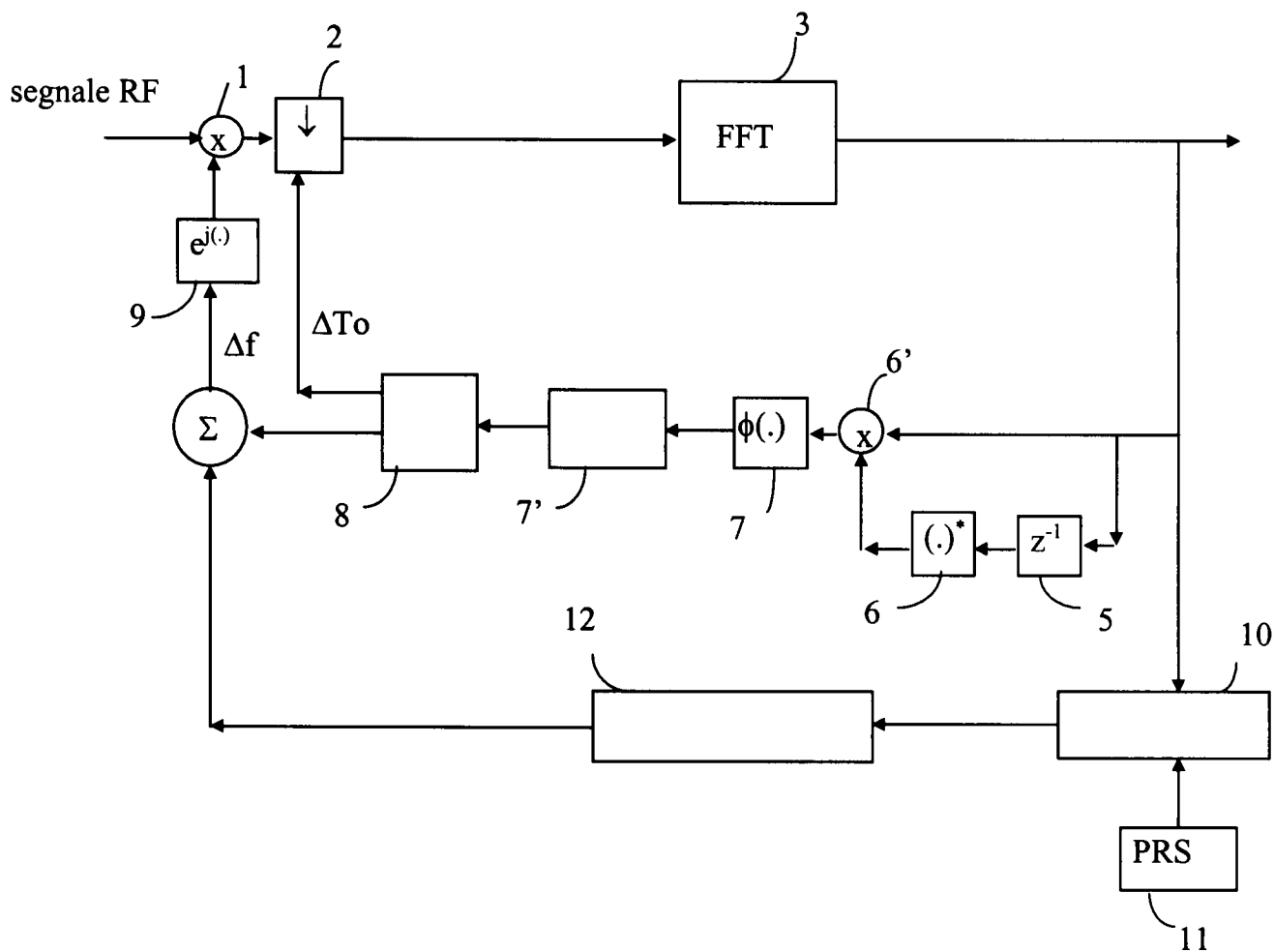


Fig. 6

Società Italiana per lo  
Sviluppo dell'Electronica  
S.I.SV.EL. S.p.A.

*Robert Dini*