



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

DOMANDA DI INVENZIONE NUMERO	102011901924503
Data Deposito	10/03/2011
Data Pubblicazione	10/09/2012

Classifiche IPC

Titolo

METODO PER TRASMETTERE E RICEVERE SEGNALI DIGITALI MODULATI SECONDO LA MODULAZIONE SC-OFDM, E RELATIVI TRASMETTITORE E RICEVITORE
--

DESCRIZIONE dell'Invenzione Industriale avente per titolo: **-RRI010-**

**“METODO PER TRASMETTERE E RICEVERE SEGNALI DIGITALI
MODULATI SECONDO LA MODULAZIONE SC-OFDM, E RELATIVI
TRASMETTITORE E RICEVITORE”**

a nome RAI Radiotelevisione Italiana S.p.A., di nazionalità italiana, con sede in Viale Mazzini 14, 00195 Roma (RM), ed elettivamente domiciliata presso i Mandatari Ing. Roberto Dini (No. Iscr. Albo 270 BM), Ing. Marco Camolese (No. Iscr. Albo 882 BM) e Dott. Giancarlo Reposio (No. Iscr. Albo 1168 BM) c/o Metroconsult S.r.l., Via Sestriere 100, 10060 None (TO).

Inventori designati:

- MIGNONE Vittoria, residente in Via Martiri della Libertà 2, 10040 Piobesi Torinese (TO)

- SACCO Bruno, residente in Via Cravero 14, 10154 Torino (TO)

Depositata il al No.

*_*_*_*_*_*

DESCRIZIONE

La presente invenzione riguarda un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM, e relativi trasmettitore e ricevitore.

Più in particolare, la presente invenzione riguarda un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM, tale metodo essendo applicabile in particolare alla trasmissione ed alla ricezione di segnali audio e video digitali relativi al ramo di trasmissione satellitare dello standard di seconda generazione per terminali portatili (DVB-NGH) ed al ramo di uplink di un sistema LTE.

La modulazione OFDM ("Orthogonal Frequency-Division Multiplexing"), attualmente utilizzata in molti sistemi di trasmissione digitale (ad esempio DVB-T, DVB-T2, DVB-H), è caratterizzata da una forma d'onda di segnale in trasmissione con elevato PAPR (Peak to Average Power Ratio). Ciò fa sì che le sue prestazioni siano degradate in presenza di elementi non lineari, come gli amplificatori di potenza. Per ridurre questo effetto, gli amplificatori vengono fatti lavorare in zona lineare riducendo la potenza di uscita. Tale declassamento degli amplificatori comporta una riduzione dell'efficienza dell'amplificatore stesso, che è generalmente considerata non critica per i sistemi di diffusione terrestri.

Tuttavia, lo sfruttamento ottimale degli elementi di potenza è un punto fondamentale per i sistemi satellitari, caratterizzati da scarse risorse di potenza a bordo, e nell'up-link dei sistemi di telefonia mobile, cioè nella comunicazione dal terminale utente verso la stazione base, dal momento che il terminale utente è alimentato a batteria.

Una delle tecniche di modulazione basate sulla modulazione OFDM è la tecnica di modulazione SC-OFDM ("Single Carrier Orthogonal Frequency-Division Multiplexing"), nota anche come modulazione di tipo SC-FDMA ("Single Carrier Frequency Division Multiple Access").

Con riferimento alla Figura 1, vengono illustrati gli schemi a blocchi di un trasmettitore 1 e di un ricevitore 3 di arte nota, rispettivamente in grado di trasmettere e di ricevere segnali digitali modulati secondo la tecnica di modulazione di tipo SC-OFDM.

Denominando $X(n,k)$ lo spettro di un segnale trasmesso dal trasmettitore 1 prima dell'applicazione della trasformazione IFFT ("Inverse Fast Fourier

Transform”), e $H(n,k)$ la risposta in frequenza del canale di trasmissione 5, il segnale $Y(n,k)$ ricevuto dal ricevitore 3 dopo l’applicazione della trasformazione FFT (“Fast Fourier Transform”) può essere espresso, a meno della componente di rumore, come $Y(n,k) = X(n,k) \cdot H(n,k)$, dove le variabili X , Y e H sono grandezze complesse, e l’operatore “.” denota il prodotto complesso.

Secondo la tecnica nota, il ricevitore 3 del segnale di tipo SC-OFDM esegue solitamente una equalizzazione nel dominio della frequenza in un primo blocco 12, a valle di un secondo blocco 13 che calcola la FFT (“Fast Fourier Transform”) del segnale ricevuto.

Idealmente, si potrebbe riottenere il segnale di partenza $X(n,k)$, quindi depurato dalle distorsioni lineari introdotte dal canale di trasmissione 5, dividendo il segnale ricevuto $Y(n,k)$ per $H(n,k)$: tuttavia, occorrerebbe conoscere $H(n,k)$, ossia la risposta del canale di trasmissione 5, che non è nota in modo deterministico.

L’equalizzazione in frequenza delle tecniche di modulazione OFDM e SC-OFDM utilizza una stima $\hat{H}(n,k)$ della risposta in frequenza del canale di trasmissione 5, dove n indica un valore di tempo e k è un valore di frequenza.

Per contrastare le distorsioni del segnale in presenza di fading selettivo in frequenza, la modulazione OFDM si basa generalmente sull’utilizzo di segnali pilota $X_p(n,k)$, inseriti nella trama di segnale nel dominio della frequenza.

Secondo la tecnica nota, la stima $\hat{H}(n,k)$ può essere calcolata in modo puntuale nelle posizioni in frequenza nelle quali vengono trasmesse le portanti pilota, operando una divisione complessa tra una portante pilota ricevuta ed una portante pilota nominale: ciò si può matematicamente esprimere come $\hat{H}_p(n,k) = Y_p(n,k) / X_p(n,k)$ dove il pedice p indica la portante pilota.

Questo calcolo fornisce quindi la stima $\hat{H}_p(n,k)$ nelle sole posizioni in frequenza

delle portanti pilota. La stima $\hat{H}(n,k)$ completa viene poi solitamente ottenuta per interpolazione in frequenza. L'interpolatore è un filtro passa basso che usa tecniche note, ad esempio di tipo FIR, IIR e così via.

L'equalizzazione delle sequenze di dati avviene poi come divisione complessa:

$$\hat{X}(n,k) = Y_{eq}(n,k) = Y(n,k) / \hat{H}(n,k).$$

La tecnica di modulazione SC-OFDM si propone di ridurre il fattore di cresta di una forma d'onda modulata secondo la tecnica OFDM inserendo nel trasmettitore 1, a monte di un terzo blocco 7 che calcola la funzione FFT inversa, un quarto blocco 9 che calcola una trasformata discreta di Fourier DFT (Discrete Fourier Transform); analogamente, al ricevitore 3 viene calcolata da un quinto blocco 11, disposto a valle del secondo blocco 13 che calcola la FFT, una funzione DFT inversa.

La forma d'onda risultante sul canale di trasmissione 5 sarà caratterizzata da un PAPR molto simile a quello di un sistema TDM (Time Division Multiplexing), mantenendo allo stesso tempo le peculiarità della modulazione OFDM per quanto riguarda le prestazioni su canali selettivi in frequenza.

Definendo un parametro N_{FFTd} come il numero dei campioni, espresso come potenza del numero 2, su cui viene calcolata la IFFT nel terzo blocco 7 del trasmettitore 1 ed indicando la frequenza di campionamento del segnale con f_c , allora la spaziatura in frequenza fra le portanti nel segnale OFDM è $\Delta f = f_c / N_{FFTd}$, e la durata utile del simbolo è $T_u = 1 / \Delta f$. Dato l'intervallo di guardia $T_g = T_u / i$, la durata del simbolo totale diventa $T = T_u + T_g$.

Le portanti pilota $X_p(n,k)$ sono generalmente disposte in una griglia tempo-frequenza regolare, con densità D_f nel dominio della frequenza e densità D_t nel dominio del tempo.

Attraverso interpolazioni o filtraggi nel tempo e nella frequenza, oppure con una serie di anelli ad aggancio di fase (PLL), si ottiene la stima $\hat{H}(n,k)$ della funzione di trasferimento $H(n,k)$ del canale per tutti i valori di n e di k .

La densità D_f nel dominio della frequenza e la densità D_t nel dominio del tempo vengono impostate in modo tale da limitare la riduzione di capacità del sistema dovuta alle portanti pilota, ed allo stesso tempo in modo tale da garantire di poter stimare la risposta in frequenza del canale di trasmissione 5 e le sue variazioni nel tempo.

Il sotto-campionamento nel tempo deve essere tale che il canale di trasmissione 5 rimanga quasi-stazionario fra due stime successive, mentre il sottocampionamento in frequenza deve garantire una densità D_f di portanti pilota pari ad almeno T_g/T_u , al fine di equalizzare, in base al teorema del campionamento, tutti gli echi con ritardi fino a T_g .

La rappresentazione di una risposta all'impulso del canale di trasmissione 5 è illustrata in Figura 2a, mentre in Figura 2b viene rappresentata la stima sottocampionata della risposta all'impulso stessa. Le repliche sono a distanza T_r l'una dall'altra, essendo $T_r = T_u \cdot D_f$.

Requisito minimo per stimare la risposta all'impulso del segnale in base al teorema del campionamento è che risulti $D_f > \tau/T_u$, con τ pari al ritardo del massimo eco che si vuole equalizzare e $D_t > \delta T$ con δ pari al Doppler massimo che si vuole inseguire (si veda ad esempio M. Speth et al.: "Optimum receiver design for OFDM-based Broadband transmission. Part II: A case study", IEEE Transactions on Communications, vol.49, no. 4, Aprile 2001).

Per poter calcolare mediante interpolazione i valori della risposta in frequenza $\hat{H}(n,k)$ anche per le restanti posizioni in frequenza, è necessario che la distanza

T_r tra le repliche sia sufficientemente maggiore del ritardo τ del massimo eco che si vuole equalizzare. Ciò consente di evitare il fenomeno di aliasing e di poter filtrare la risposta all'impulso del canale di trasmissione 5, eliminando le sue repliche. Imponendo $T_g = \tau$, si deve avere $T_r = \alpha T_g$, con $\alpha > 1$. Se poi il filtro interpolatore ha una larghezza di banda $T_f = \gamma T_r$, con $\gamma < 1$, il rapporto segnale rumore sulla funzione di trasferimento del canale di trasmissione 5 risulta migliorato di un fattore γ .

Ad esempio, per lo standard DVB-T è illustrata in Figura 3 una griglia tempo-frequenza dei simboli OFDM, in cui si ha $D_t=1/4$ e $D_f=1/3$ (dopo interpolazione nel dominio del tempo), ed una densità media sul simbolo pari a $D_s=D_f \cdot D_t=1/12$.

Nel caso della modulazione di tipo SC-OFDM, l'equalizzazione di canale avviene, in modo analogo al caso OFDM, nel dominio della frequenza prima dell'applicazione della trasformata DFT inversa. Per stimare la funzione di trasferimento del canale di trasmissione 5, è necessario inserire nel segnale portanti note, ma allo stesso tempo bisogna mantenere il PAPR del sistema basso, al fine di mantenere le peculiarità della modulazione di tipo SC-OFDM. La tecnica nota prevede che un simbolo OFDM ogni $K+1$ sia un simbolo pilota, per cui la densità di simbolo risulta pari a $D_s = 1/(K+1)$, con $D_t = 1/(K+1)$ e $D_f = 1$.

Come è illustrato in Figura 4, questa soluzione permette di avere un'ottima stima del canale nel dominio della frequenza: tuttavia, per seguire le variazioni del canale nel dominio del tempo, è necessario ridurre K e di conseguenza si riduce l'efficienza globale del sistema.

Una soluzione alternativa proposta, illustrata in Figura 5, suggerisce di avere un

simbolo contenente alternativamente dati e pilota ($D_f=1/2$), da alternare a K simboli dati. Nell'esempio sopra descritto, per mantenere la stessa efficienza sulla trama dell'esempio relativo al DVB-T si deve porre $K=5$. Una ulteriore riduzione della densità D_f in frequenza porterebbe ad elevare drasticamente il PAPR del sistema, rendendo pertanto vani i benefici della modulazione SC-OFDM.

Scopo della presente invenzione è pertanto quello di indicare un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM in cui il segnale digitale modulato presenta un basso PAPR.

Un ulteriore scopo della presente invenzione è quello di indicare un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM permettendo di inseguire efficacemente le variazioni del canale di trasmissione nel dominio del tempo.

Un ulteriore scopo della presente invenzione è quello di indicare un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM, in cui il segnale digitale modulato presenta elevate prestazioni su canali selettivi in frequenza.

Un ulteriore scopo della presente invenzione è quello di indicare un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM, in cui il segnale digitale modulato possa essere efficacemente utilizzato nei sistemi satellitari e di telefonia mobile.

Questi ed altri scopi dell'invenzione vengono ottenuti con un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM come rivendicati nelle unite rivendicazioni che costituiscono parte integrante della presente descrizione.

L'invenzione riguarda anche un trasmettitore ed un ricevitore che implementano rispettivamente il metodo di trasmissione e di ricezione.

In sintesi, il metodo di trasmissione secondo l'invenzione prevede di inserire nella trama di detti segnali almeno un simbolo pilota, in cui la trama di detto segnale digitale comprende una sequenza formata da almeno un simbolo pilota per una prima quantità di campioni ed almeno un simbolo dati.

Ciascun simbolo dati comprende una seconda quantità di campioni ed è modulato secondo uno schema di modulazione SC-OFDM.

Caratteristica peculiare dell'invenzione è il fatto che la prima quantità di campioni del simbolo pilota è minore della seconda quantità di campioni del simbolo dati.

Ulteriori caratteristiche dell'invenzione sono oggetto delle allegate rivendicazioni che si intendono parte integrante della presente descrizione.

Gli scopi suddetti risulteranno maggiormente chiari dalla descrizione dettagliata del metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM con particolare riferimento alle Figure allegate in cui:

- la Figura 1 illustra uno schema a blocchi di un trasmettitore e di un ricevitore di arte nota in grado di trasmettere e di ricevere segnali digitali modulati secondo la tecnica di modulazione SC-OFDM;
- le Figure 2a e 2b illustrano rispettivamente i grafici di una risposta all'impulso di un canale di trasmissione di un sistema SC-OFDM di arte nota e la relativa stima sotto-campionata;
- la Figura 3 illustra una struttura di trama di simboli OFDM di arte nota relativa ad un segnale trasmesso in accordo allo standard DVB-T;

- le Figure 4 e 5 illustrano un primo ed un secondo esempio di trame di simboli di arte nota trasmesse secondo la tecnica di modulazione SC-OFDM;
- la Figura 6 illustra una struttura di trama di simboli SC-OFDM ottenibile in accordo ad un metodo di trasmissione e ricezione di un segnale digitale secondo la presente invenzione;
- la Figura 7 illustra uno schema a blocchi di un trasmettitore e di un primo e secondo ricevitore in grado di trasmettere e di ricevere segnali digitali modulati secondo la tecnica di modulazione SC-OFDM secondo la presente invenzione;
- la Figura 8 illustra una tabella di configurazioni preferite della trama di simboli SC-OFDM di Figura 6.

Con riferimento alla Figura 6, viene illustrata una trama 18 di simboli pilota e dati utilizzabili secondo un metodo di trasmissione e di ricezione oggetto della presente invenzione in un segnale digitale modulato secondo la tecnica di modulazione SC-OFDM.

Il metodo di trasmissione secondo l'invenzione prevede che la densità D_f nel dominio della frequenza sia pari a 1 ($D_f = 1$). Questa condizione permette di avere un intero simbolo pilota, con possibilità di ottimizzare il suo PAPR. Per migliorare la capacità di inseguimento del canale nel dominio del tempo, senza ridurre la capacità del sistema, il metodo di trasmissione secondo la presente invenzione opera su un altro parametro del sistema, ossia il numero di campioni su cui viene effettuata la FFT del segnale modulato.

Secondo il metodo di trasmissione oggetto dell'invenzione, la trama del segnale digitale trasmesso viene formata dalla sequenza di almeno un simbolo pilota 19 su cui è applicata la FFT per una prima quantità N_{FFT_p} di campioni e da una sequenza di almeno K simboli dati 20, con $K \geq 1$, su cui è applicata la FFT per

una seconda quantità di NFFTd campioni, ed in cui la prima quantità NFFTp di campioni è minore della seconda quantità NFFTd di campioni.

In formule, ad ogni sequenza di K simboli dati 20 viene anteposto almeno un simbolo pilota 19 con $NFFTp = NFFTd / M$, dove $M \leq i$, con $i = T_u / T_g$ ed M è un numero intero, preferibilmente espresso come potenza del numero 2.

Il simbolo pilota 19, espresso nel dominio del tempo, avrà una durata $T'_u M$ volte minore dei simboli dati 20, ossia $T'_u = T_u / M$. Ad esso verrà poi anteposto un intervallo di guardia T'_g che dovrà essere tale da poter equalizzare l'eco τ massimo previsto. Tenendo conto che l'intervallo di guardia del sistema è generalmente scelto in funzione del massimo eco che si vuole equalizzare, si può impostare l'intervallo di guardia sul simbolo di riferimento di durata pari a quello del simbolo dati T_g . In tale caso risulta $T'_g = T'_u * M / i$.

Con questa struttura, la densità media D_s sul simbolo delle portanti pilota risulta pari a $D_s = T' / (K * T + T')$ e l'intervallo di tempo Δt fra due stime della risposta in frequenza del canale diventa $\Delta t = K * T + T'$.

In Figura 7 sono rappresentati schematicamente un trasmettitore 25 ed una prima ed una seconda forma di realizzazione di un ricevitore 30,30' di segnali modulati con la tecnica di modulazione SC-OFDM che implementano il metodo oggetto della presente invenzione.

Nel trasmettitore 25 il simbolo pilota 19 viene iniettato a valle del blocco IFFT da un sesto blocco 26 tramite un primo interruttore 27 che commuta sul sesto blocco 26 quando è necessario inserire il simbolo pilota 19.

Viene poi illustrata una prima forma di realizzazione del ricevitore 30 in grado di ricevere il segnale trasmesso dal trasmettitore 25. Come si può osservare, sono presenti un settimo blocco 31 che esegue la FFT su NFFTd campioni, per

eseguire l'elaborazione durante i simboli dati, ed un ottavo blocco 32 che esegue la FFT su NFFTp campioni per l'elaborazione durante i simboli pilota.

In un'alternativa non rappresentata in Figura 7, è possibile utilizzare un solo circuito FFT riconfigurandolo in modo dinamico per farlo elaborare su NFFTp e NFFTd campioni alternativamente.

Per ottenere la stima della funzione di trasferimento $\hat{H}(n,k)$ del canale di trasmissione, l'insieme degli NFFTp valori complessi di uscita viene quindi interpolato con un filtro interpolatore di arte nota.

Sempre con riferimento alla Figura 7, viene illustrata una seconda forma di realizzazione del ricevitore 30', dove può essere vantaggiosamente sfruttata la presenza di un nono blocco 33' che esegue la FFT su NFFTd campioni, per interpolare le portanti pilota nel dominio trasformato.

Il metodo prevede che il simbolo pilota di lunghezza NFFTp venga opportunamente confezionato con aggiunta di campioni nulli, inseriti tramite un decimo blocco 34', e successivamente trasformato dal blocco 33' con la FFT su NFFTd campioni. Come è noto dalle proprietà della trasformata di Fourier, queste due operazioni equivalgono ad un filtraggio nel dominio della frequenza.

Assumendo che i simboli $y(n,m)$ dove n è l'indice di simbolo, m è l'indice di campione, con $n=p$ siano pilota, il confezionamento sopra citato si ottiene preferibilmente disponendo la sequenza di campioni di ingresso nel nono blocco 33' che esegue la trasformata FFT su NFFTd campioni in questo modo: $y(p,0)$, $y(p,1), \dots, y(p, NFFTp/2 - 1)$, quindi $(NFFTd - NFFTp)$ campioni nulli, quindi i campioni $y(p, NFFTp/2)$, $y(p, NFFTp/2 + 1)$, $y(p, NFFTp/2 + 2), \dots, y(p, NFFTp-1)$.

Ad esempio, con $NFFTd = 512$ e $NFFTp = 32$, la sequenza è: $y(p,0)$, y

$(p,1), \dots, y(p,15)$, quindi 480 campioni nulli, quindi i campioni $y(p,16)$, $y(p,17)$, $y(p,18), \dots, y(p,31)$.

Il segnale così ottenuto transita attraverso il secondo interruttore 35' disposto a valle del decimo blocco 34', il quale seleziona il segnale dati o quello pilota per alimentare il nono blocco 33' che esegue la FFT.

Nel caso di simbolo pilota, l'uscita del nono blocco 33' è la sequenza $Y_p(n,k)$ interpolata richiesta, dalla quale mediante il processo di divisione per la sequenza nota $X_p(n,k)$, anch'essa interpolata su $NFFT_d$ campioni, si ricava nei mezzi di memoria ed elaborazione 36' la stima $\hat{H}(n,k)$ che viene utilizzata per equalizzare i simboli dati seguenti, fino al simbolo successivo. In alternativa, un filtraggio nel dominio del tempo tra due stime successive $\hat{H}(n,k)$ e $\hat{H}(n+1,k)$, può permettere una migliore possibilità di inseguire le variazioni del canale, nel caso di K maggiore di 1.

Alcuni esempi numerici, riportati in Figura 8 a titolo puramente esplicativo, indicano il vantaggio del metodo secondo la presente invenzione in termini di flessibilità di configurazione e prestazioni.

In una prima realizzazione preferita, indicata in Figura 8 con [Rai(a)], mantenendo $NFFT_d = 512$, si utilizza $NFFT_p=32$ e $K=1$. Con questa scelta $Dt=1/2$. Questa configurazione, avendo un'informazione sulla risposta del canale ogni 100,8 μs permette di inseguire bene i canali tempo varianti; inoltre l'efficienza è elevata essendo il rapporto dati / portanti pilota pari a 1/12.

In una seconda realizzazione preferita, indicata in Figura 8 con [Rai (b)], mantenendo $NFFT_d = 512$, si utilizza $NFFT_p=32$ e $K=6$. Con questa scelta $Dt=1/7$. Questa configurazione presenta un'informazione sulla risposta del canale ogni 562,8 μs , e quindi permette di inseguire canali meno tempo varianti

della prima realizzazione preferita, ma l'efficienza è molto più elevata, essendo ora il rapporto dati / portanti pilota pari a 1/67.

In una terza realizzazione preferita, indicata in Figura 8 con [Rai3], si ha $NFFT_d=2048$, $NFFT_p=128$ e $K=1$. Con questa scelta $D_t=1/2$. Questa configurazione, avendo un'informazione sulla risposta del canale ogni 403,2 μs permette di seguire canali poco tempo varianti; l'efficienza è elevata essendo il rapporto dati / portanti pilota pari a 1/12, ma può accomodare echi fino a 22,4 μs .

In una quarta realizzazione preferita, [Rai (d)], si ha $NFFT_d = 8192$, $NFFT_p=512$ e $K=5$. Con questa scelta $D_t=1/6$. Questa configurazione, avendo un'informazione sulla risposta del canale ogni 7526 μs , permette di seguire canali essenzialmente statici; l'efficienza è elevatissima essendo il rapporto dati / portanti pilota pari a 1/56; può accomodare echi fino a 89,6 μs .

Le configurazioni che accomodano ritardi d'eco più elevati sono in grado di supportare reti dense di trasmettitori isofrequenziali, o ripetitori isofrequenziali. Con la quarta realizzazione preferita, ad esempio, i trasmettitori possono essere distanziati fino a 26,8 km; con la terza realizzazione preferita si possono utilizzare trasmettitori distanziati fino a 6,7 km; con la prima e seconda realizzazione preferita si possono utilizzare piccoli ripetitori con distanze inferiori a 1,6 km.

Dalla descrizione effettuata risultano pertanto chiare le caratteristiche della presente invenzione, così come chiari risultano i suoi vantaggi.

Grazie all'introduzione del parametro $NFFT_p$ è possibile ridurre sensibilmente la densità media sul simbolo D_s dei dati pilota e/o aumentare la velocità di inseguimento del canale di trasmissione, pur mantenendo la capacità di stima

richiesta della funzione di trasferimento del canale di trasmissione. Inoltre, svincolando tra loro la dimensione FFT dei simboli pilota e dei simboli dati, e di conseguenza il numero dei simboli dati componenti la trama (a parità di prestazioni), la trama stessa può venire più flessibilmente adattata al tipo di canale, operando il compromesso tra velocità di inseguimento nel tempo della varianza del canale di trasmissione, e l'efficienza percentuale dell'intervallo di guardia, dovendo quest'ultimo essere scelto in base al profilo di echi dell'ambiente di propagazione.

Numerose sono le varianti possibili al metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM descritto come esempio, senza per questo uscire dai principi di novità insiti nell'idea inventiva, così come è chiaro che nella sua attuazione pratica le forme dei dettagli illustrati potranno essere diverse, e gli stessi potranno essere sostituiti con degli elementi tecnicamente equivalenti.

Dunque è facilmente comprensibile che la presente invenzione non è limitata ad un metodo per trasmettere e ricevere segnali digitali modulati secondo la modulazione SC-OFDM, ma è passibile di varie modificazioni, perfezionamenti, sostituzioni di parti ed elementi equivalenti senza però allontanarsi dall'idea dell'invenzione, così come è precisato meglio nelle seguenti rivendicazioni.

RIVENDICAZIONI

1. Metodo per trasmettere segnali digitali modulati, detto metodo comprendendo il passo di inserire nella trama di detti segnali almeno un simbolo pilota, caratterizzato dal fatto che la trama di detto segnale digitale comprende una sequenza formata da almeno un simbolo pilota (19) per una prima quantità di campioni (N_{FFTp}) e da almeno un simbolo dati (20), detto almeno un simbolo dati (20) comprendendo una seconda quantità di campioni (N_{FTTd}) ed essendo modulato secondo uno schema di modulazione SC-OFDM, e dal fatto che detta prima quantità di campioni (N_{FFTp}) è minore di detta seconda quantità di campioni (N_{FTTd}).
2. Metodo per trasmettere segnali digitali modulati secondo la rivendicazione 1, in cui detta prima quantità di campioni (N_{FFTp}) è uguale al rapporto tra detta seconda quantità di campioni (N_{FTTd}) ed un numero intero (M), preferibilmente espresso come potenza del numero 2, in cui detto numero intero (M) è minore o uguale del rapporto tra la durata utile (T_u) dell'almeno un simbolo dati (20) e l'intervallo di guardia (T_g) di detto simbolo dati (20).
3. Metodo secondo la rivendicazione 1 o 2, in cui detto simbolo pilota (19) presenta durata minore rispetto a detto almeno un simbolo dati (20).
4. Metodo secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, in cui la durata temporale di un intervallo di guardia (T'_g) di un simbolo di riferimento è almeno pari alla durata di detto almeno un simbolo dati (20).
5. Metodo per ricevere segnali digitali modulati, detto metodo comprendendo il passo di individuare nella trama di detti segnali almeno un simbolo pilota, caratterizzato dal fatto che la trama di detto segnale digitale comprende una sequenza formata da almeno un simbolo pilota (19) per una prima quantità di

campioni (NFFT_p) e da almeno un simbolo dati (20), detto almeno un simbolo dati (20) comprendendo una seconda quantità di campioni (NFFT_d) ed essendo modulato secondo uno schema di modulazione SC-OFDM, e dal fatto che detta prima quantità di campioni (NFFT_p) è minore di detta seconda quantità di campioni (NFFT_d).

6. Metodo per ricevere segnali digitali modulati secondo la rivendicazione 5, in cui detto metodo comprende i passi di:

- calcolare una prima trasformata veloce di Fourier su detta prima quantità di campioni (NFFT_p);
- calcolare una seconda trasformata veloce di Fourier su detta seconda quantità di campioni (NFFT_d);
- interpolare in frequenza il risultato di detta prima trasformata veloce di Fourier;
- equalizzare in frequenza detto segnale utilizzando il risultato di detta interpolazione e di detta seconda trasformata veloce di Fourier.

7. Metodo per ricevere segnali digitali modulati secondo la rivendicazione 5, in cui detto metodo comprende i passi di:

- preparare una sequenza di campioni in ingresso comprendente nell'ordine una quantità di campioni pari alla metà di detta prima quantità di campioni (NFFT_p), un numero di campioni pari alla differenza tra detta seconda quantità di campioni (NFFT_d) e detta prima quantità di campioni (NFFT_p), ed una quantità di campioni pari alla metà di detta prima quantità di campioni (NFFT_p);
- calcolare una terza trasformata veloce di Fourier su detta sequenza di campioni in ingresso;

- dividere per una sequenza nota ($X_p(n,k)$), anch'essa interpolata su detta seconda quantità di campioni ($NFFT_d$);
- memorizzare in mezzi di memoria ed elaborazione (36') il risultato di detta divisione;
- equalizzare in frequenza detto segnale utilizzando il risultato di detta divisione e di detta terza trasformata veloce di Fourier.

8. Metodo per ricevere segnali digitali modulati secondo la rivendicazione 5, in cui, se detto almeno un simbolo dati (20) comprende più di un simbolo dati, è previsto un filtraggio nel dominio del tempo tra due stime successive di una funzione di trasferimento di un canale di trasmissione (5) attraverso cui detto segnale è ricevuto.

9. Metodo per trasmettere e/o ricevere segnali digitali modulati secondo una delle rivendicazioni da 1 a 8, in cui detta prima quantità di campioni ($NFFT_p$) assume il valore 32, detta seconda quantità di campioni ($NFFT_d$) assume il valore 512, e detto almeno un simbolo dati (20) comprende un unico simbolo dati.

10. Metodo per trasmettere e/o ricevere segnali digitali modulati secondo una o più delle rivendicazioni da 1 a 8, in cui detta prima quantità di campioni ($NFFT_p$) assume il valore 32, detta seconda quantità di campioni ($NFFT_d$) assume il valore 512, e detto almeno un simbolo dati (20) comprende sei simboli dati.

11. Metodo per trasmettere e/o ricevere segnali digitali modulati secondo una o più delle rivendicazioni da 1 a 8, in cui detta prima quantità di campioni ($NFFT_p$) assume il valore 128 e detta seconda quantità di campioni ($NFFT_d$) assume il valore 2048, e detto almeno un simbolo dati (20) comprende un unico

simbolo dati.

12. Metodo per trasmettere e/o ricevere segnali digitali modulati secondo una o più delle rivendicazioni da 1 a 8, in cui detta prima quantità di campioni (NFFT_p) assume il valore 512, detta seconda quantità di campioni (NFFT_d) assume il valore 8192, e detto almeno un simbolo dati (20) comprende cinque simboli dati.

13. Trasmettitore comprendente mezzi per implementare il metodo di trasmissione secondo una o più delle rivendicazioni da 1 a 4 e da 8 a 12.

14. Ricevitore comprendente mezzi per implementare il metodo di ricezione secondo una o più delle rivendicazioni da 4 a 12.

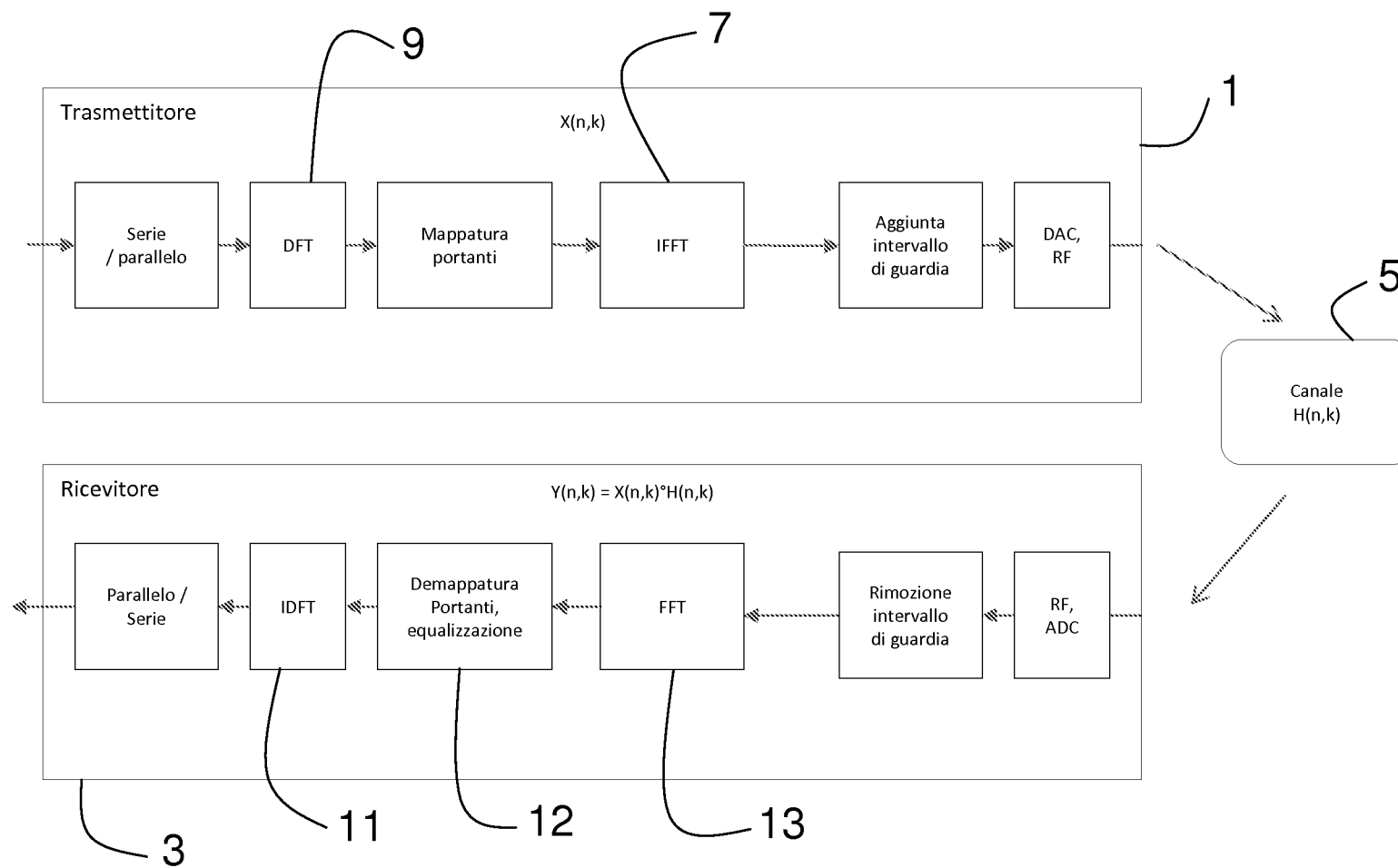


Fig. 1

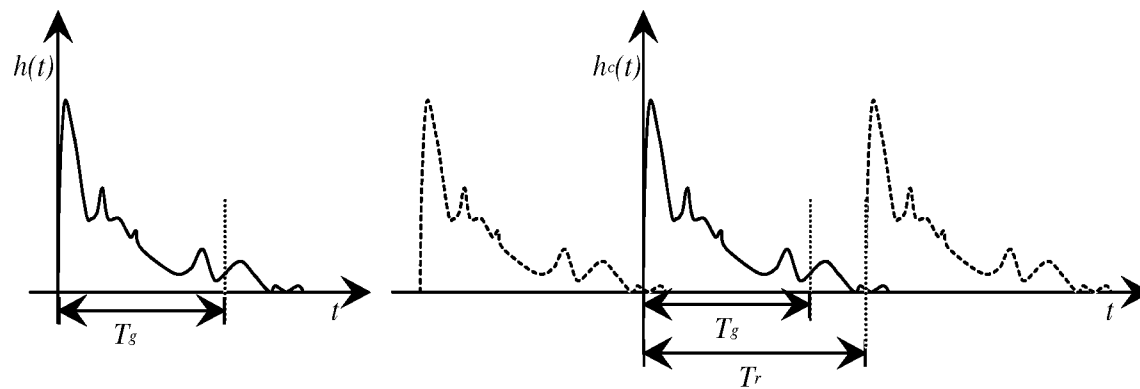


Fig. 2a

Fig. 2b

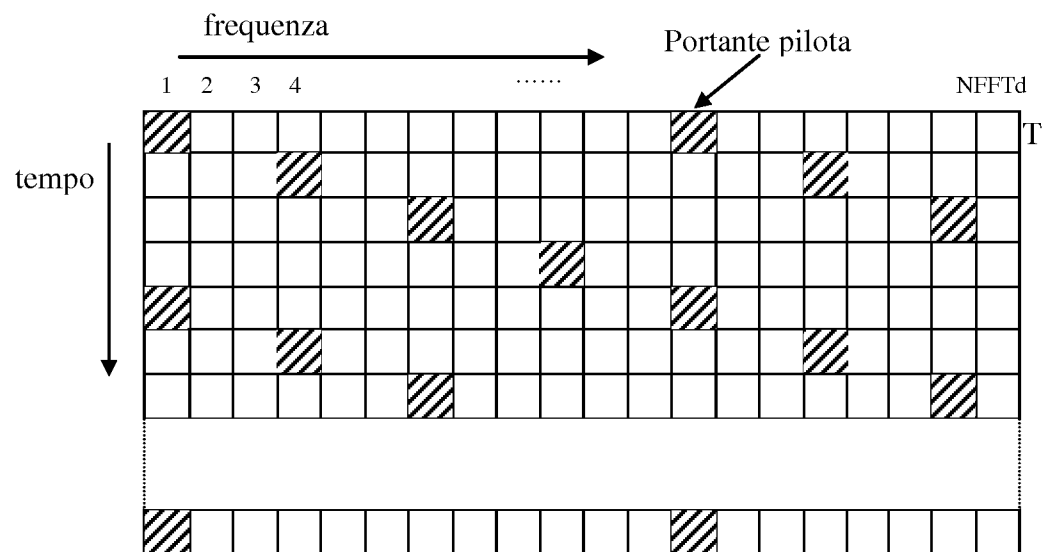


Fig. 3

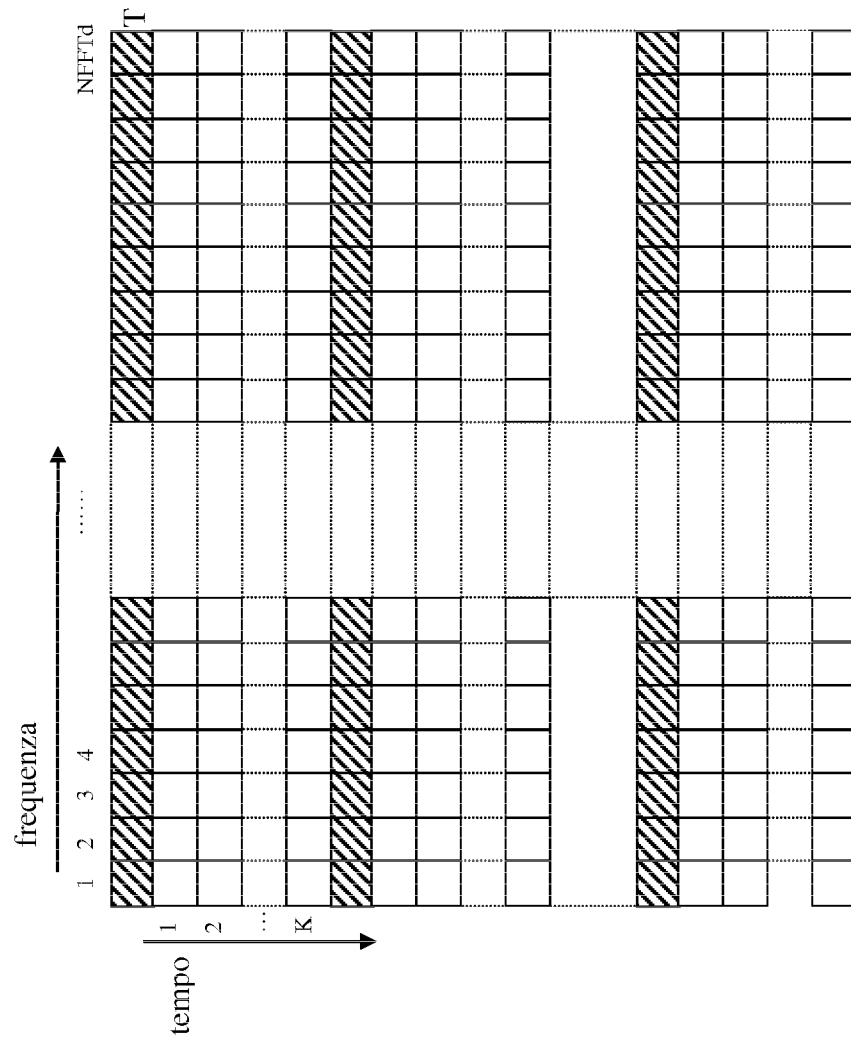


Fig. 4

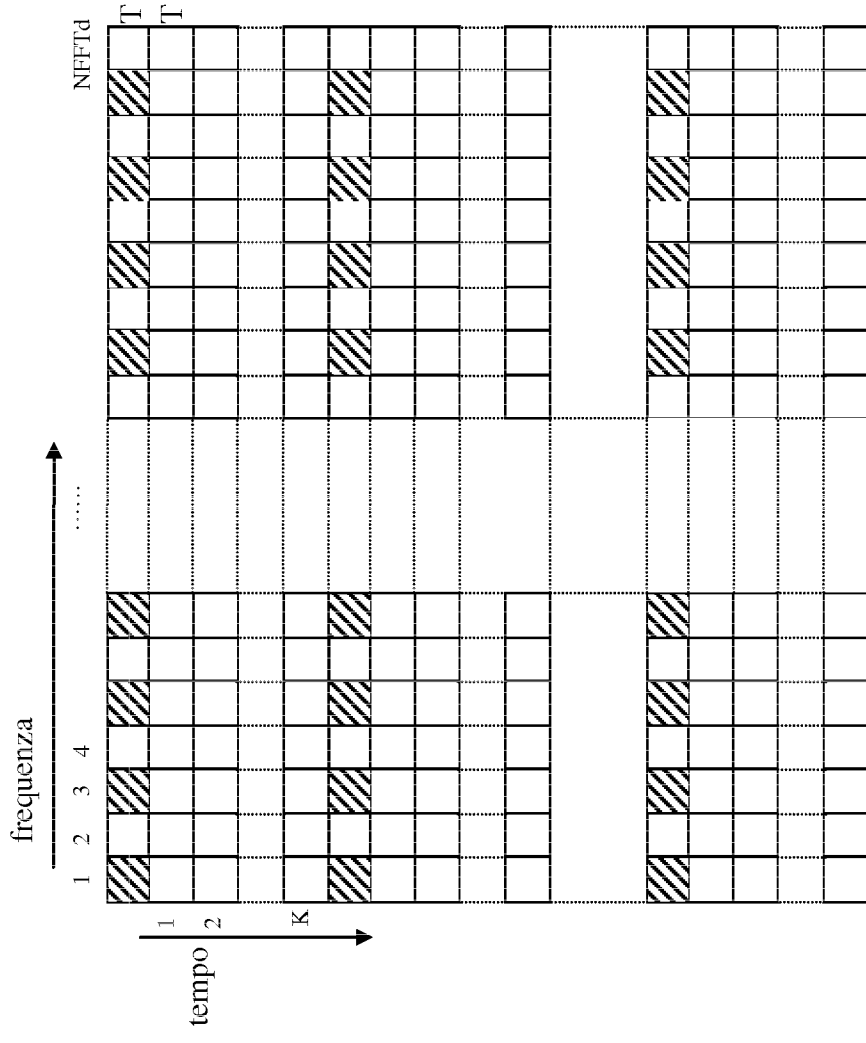


Fig. 5

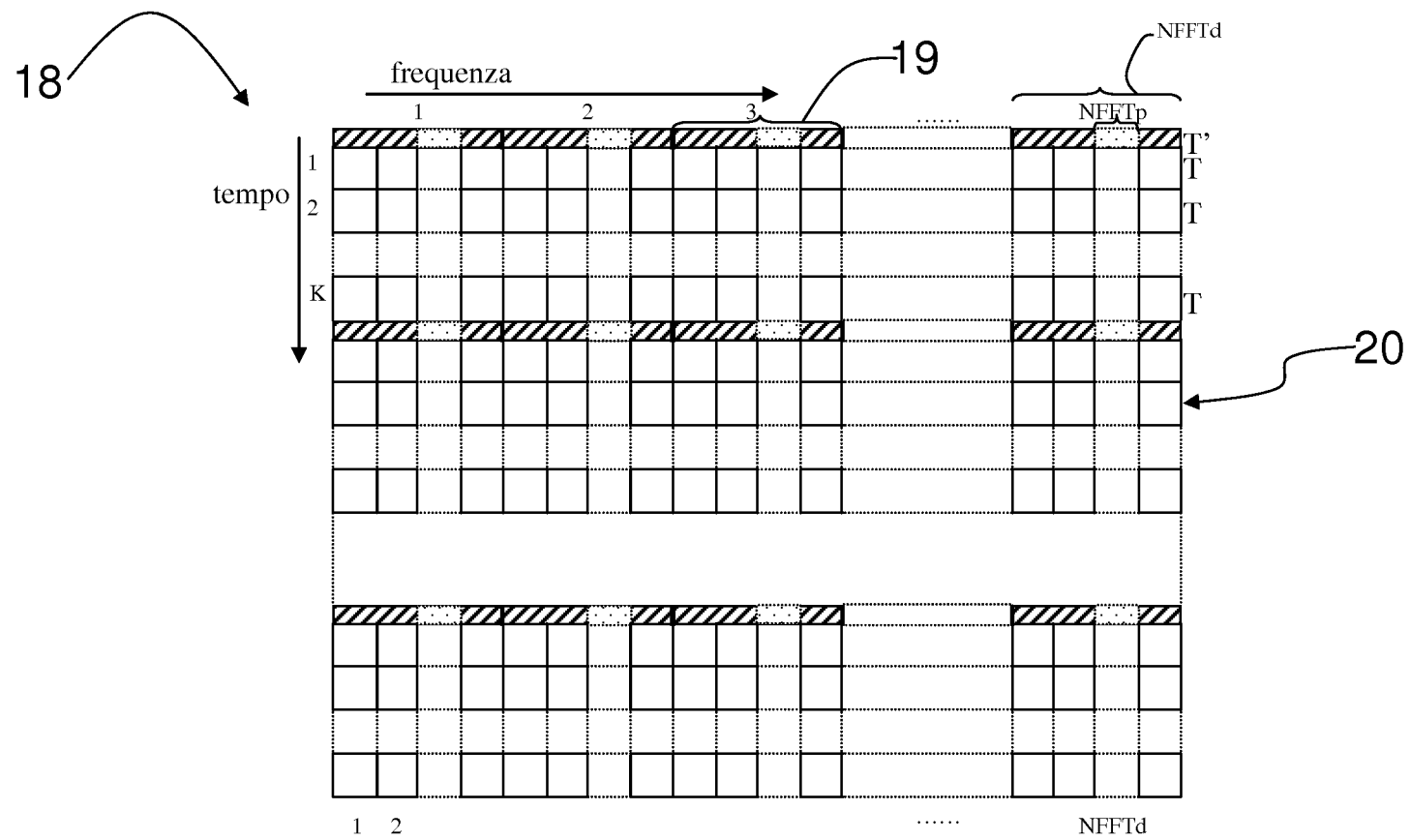


Fig. 6

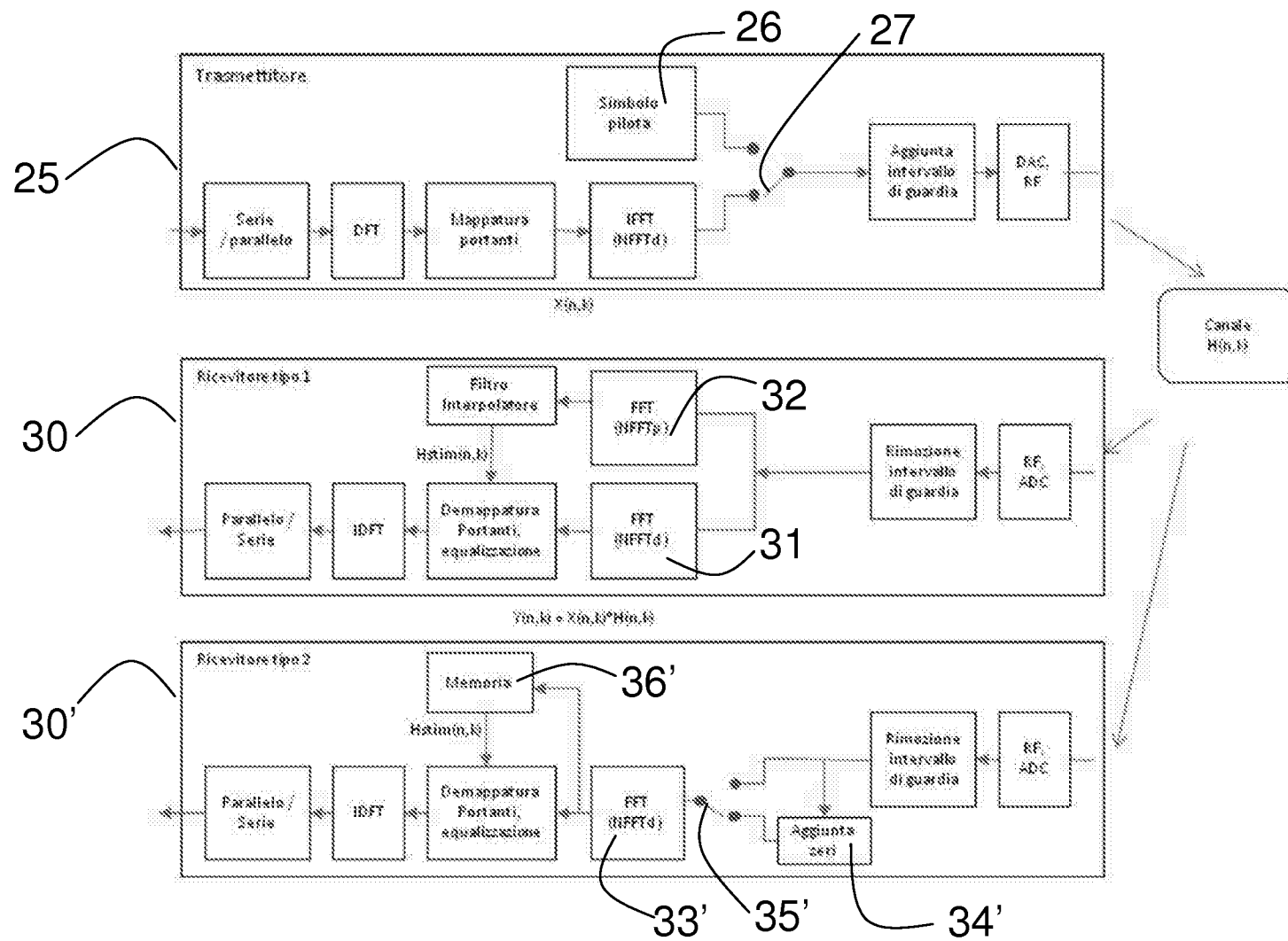


Fig. 7

BW = 5 MHz

$f_c = 40/7 = 5,71$ MHz

	OFDM (a)	OFDM (b)	SC-OFDM (a)	SC-OFDM (b)	RAI (a)	RAI (b)	RAI (c)	RAI (d)
Data								
NFFT _d	2048	8192	512	512	512	512	2048	8192
Δf [kHz]	2,79	0,70	11,16	11,16	11,16	11,16	2,79	0,70
T_u [μ s]	358,40	1433,60	89,60	89,60	89,60	89,60	358,40	1433,60
GI	1/32	1/32	1/32	1/32	1/32	1/32	1/32	1/32
T_g [μ s]	11,20	44,80	2,80	2,80	2,80	2,80	11,20	44,80
T [μ s]	369,60	1478,40	92,40	92,40	92,40	92,40	369,60	1478,40
D_f	1/12	1/12	0	0	0	0	0	0
D_t	1	1/4	0	0	0	0	0	0
Ref symbol								
K			11	5	1	6	1	5
γ	2	2	2	2	2	2	2	2
Minimum NFFT	128	512	32	32	32	32	128	512
NFFT _p			512	512	32	32	128	512
Δf [kHz]			11,16	11,16	178,57	178,57	44,64	11,16
T_u [μ s]	0	0	89,6	89,6	5,6	5,6	22,4	89,6
GI			1/32	1/32	1/2	1/2	1/2	1/2
T_g [μ s]	0	0	2,8	2,8	2,8	2,8	11,2	44,8
T [μ s]	0	0	92,4	92,4	8,4	8,4	33,6	134,4
D_f	0	0	1	1/2	1	1	1	1
T_f [μ s]	29,87	119,47	89,60	44,80	5,60	5,60	22,40	89,60
Δt [μ s]	369,6	5913,6	1108,8	554,4	100,8	562,8	403,2	7526,4
D_s	1/12	1/48	1/12	1/12	1/12	1/67	1/12	1/56

Fig. 8