



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

UIBM

DOMANDA NUMERO	101993900334747
Data Deposito	01/12/1993
Data Pubblicazione	01/06/1995

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	J		

Titolo

SISTEMA DI RICETRASMISSIONE DI DATI A MULTIPLAZIONE ORTOGONALE CON
MODULATORE UNICO PER L'ALLOCAZIONE IN FREQUENZA DEI SOTTOCANALI

Descrizione del brevetto per invenzione industriale dal titolo: -702-
**"SISTEMA DI RICETRASMISSIONE DI DATI A
MULTIPLAZIONE ORTOGONALE CON MODULATORE
UNICO PER L'ALLOCAZIONE IN FREQUENZA DEI
SOTTOCANALI"**

di. "Società Italiana per lo Sviluppo dell'Elettronica S.I.SV.EL.
S.p.A." via Castagnole n. 59, 10060 None (TO)

Inventore designato: Gianfranco Cariolaro, via Callegari n. 3, 35037

Teolo (PD)

1 DIC. 1993

Depositata il

Nr. TO 93A000914

RIASSUNTO

Viene descritto un sistema di ricetrasmisione di dati via radio a modulazione di ampiezza in quadratura a moltiplicazione ortogonale (OQAM), in cui una pluralità di sottocanali occupano frequenze ugualmente spaziate e l'allocazione in frequenza dei sottocanali nel trasmettitore viene realizzata mediante un unico modulatore con portante multitono e nel ricevitore i singoli sottocanali vengono riportati nella banda originaria mediante un unico demodulatore con portante multitono.

DESCRIZIONE

1 Introduzione

Il vantaggio delle tecniche a modulazione di ampiezza in quadratura a moltiplicazione ortogonale (d'ora in avanti chiamate brevemente OQAM) su canali radio per modem ad alta velocità e per la

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



televisione digitale, nei confronti di altri schemi classici, è ben noto dalla letteratura tecnica, come risulta per esempio dai seguenti articoli:

- B. Hirosaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM System using Discrete Fourier Transform", IEEE Trans. on Communications, vol. COM-29, n.7, luglio 1981;
- T. Long, "Digital Television Broadcasting in Europe", NAB 1992, Broadcasting Engineering Proceedings;
- J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come", IEEE Communications Magazine, maggio 1990, pp. 5-14;
- B. R. Saltzberg, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System", IEEE Trans. on Communications, vol. COM-15, N. 6, dicembre 1967, pp. 805-811.

La tecnica OQAM è simile al "trasmultiplexer", cioè la traslazione digitale di un segnale multiplato a divisione di tempo (TDM) in un segnale multiplato a divisione di frequenza (FDM) di alcuni canali audio: questa tecnica ha incontrato grande interesse all'inizio degli anni '80. Infatti l'obiettivo comune delle due tecniche è l'allocazione in frequenze ugualmente spaziate di un certo numero di segnali digitali.

La ricerca di implementazioni completamente digitali sia del trasmultiplexer che del sistema OQAM è stata perseguita da molti ricercatori e varie soluzioni al problema sono state descritte nella letteratura. La maggior parte di esse consiste in variazioni allo

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



schema di Bellanger e altri (vedi l'articolo: M.G. Bellanger e J.L. Daguët, "TDM-FDM Transmultiplexer: Digital Poliphase and FFT", IEEE Trans. on Communications, vol. COM-22, N. 9, settembre 1974, pp. 1199-1205), che si basa sull'osservazione fondamentale che l'allocatione di frequenza desiderata di un certo numero di segnali digitali può essere ottenuta con uno 'scrambling' di fase e corrispondente 'descrambling', usando la periodicità dello spettro di segnali a tempo discreto. Questo permette di eseguire tutte le operazioni alla velocità dei segnali di ingresso. Nello schema originario di Bellanger lo 'scrambling' di fase è ottenuto con una DFT ed il successivo 'descrambling' con un banco di filtri polifase.

Nell'articolo T.A.C.M. Clasen e W.F.G. Mecklenbräuker, "A Generalized Scheme for an All Digital Time-Division Multiplex to Frequency-Division Multiplex Translator", IEEE Trans. Circuit Syst., vol. CAS-25, maggio 1978, pp. 252-259, è stato mostrato che si possono usare anche altre procedure di 'scrambling', che coinvolgono sia ampiezza che fase. Lo schema classico via DFT e banco di filtri polifase è stato proposto da Hirosaki per sistemi OQAM (vedi l'articolo sopra citato).

Un'architettura completamente diversa è stata proposta per il Transmultiplexer negli articoli:

- G. Cariolaro, S. Cucchi, F. Molo, "A New Transmultiplexer Scheme", IEEE Proc., vol. 70, luglio 1982;
- G. Cariolaro, S. Cucchi, F. Molo, "Transmultiplexer via Spread-Spectrum Modulation", IEEE Trans. on Communications, vol. COM-

Ing. Roberto DINI

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



30, luglio 1982, pp. 1642-1655.

In sostanza essa consiste di un singolo filtro polifase ad alta velocità, che sostituisce il banco di filtri polifase dello schema classico, e di un modulatore 'chirp', che fornisce una modulazione multitono (MTM) e sostituisce il processore DFT. Questa implementazione seriale ad alta velocità è circa equivalente in complessità all'implementazione parallela a velocità più bassa dell'architettura classica; comunque l'implementazione seriale ha una diversa distribuzione della complessità: la parte senza memoria, cioè la MTM, ha una complessità ridotta rispetto alla DFT, mentre la complessità del filtro è leggermente aumentata.

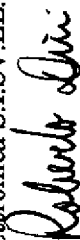
Lo scopo della presente invenzione è quello di mostrare la possibilità di utilizzare l'architettura MTM per sistemi OQAM.

Il problema non presenta una soluzione immediata in quanto un sistema OQAM non è riconducibile ad un transmultiplexer. La differenza sta nel fatto che in un transmultiplexer le bande dei singoli canali non si sovrappongono, mentre in un sistema OQAM esse si sovrappongono parzialmente.

D'altra parte l'implementazione MTM non richiede alcuna sovrapposizione, cosicchè devono essere introdotti alcuni riaggiustamenti preliminari per soddisfare a questa condizione.

Un'altra differenza sta nel fatto che nella moltiplicazione dei canali audio la caratteristica di fase di ciascun canale è irrilevante, mentre la moltiplicazione dei dati nel OQAM richiede di garantire la fase corretta per ogni canale.

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



Per raggiungere lo scopo prefisso, l'invenzione ha per oggetto un sistema di ricetrasmisione di dati via radio a modulazione di ampiezza in quadratura a multiploazione ortogonale (OQAM), in cui una pluralità di sottocanali occupano frequenze ugualmente spaziate, e l'allocazione in frequenza dei sottocanali nel trasmettitore viene realizzata mediante un unico modulatore con portante multitono e nel ricevitore i singoli sottocanali vengono riportati nella banda originaria mediante un unico demodulatore con portante multitono.

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

- la figura 1 mostra lo schema di principio di un trasmettitore e di un ricevitore sistema OFDM;
- la figura 2 mostra l'allocazione delle portanti nello schema di principio del trasmettitore per $N=8$;
- la figura 3 mostra la risposta in frequenza del filtro interpolatore $c(f)$ secondo la radice quadrata del coseno rialzato;
- la figura 4 mostra la sovrapposizione delle bande dei sottocanali nello schema di principio di figura 1;
- la figura 5 mostra lo schema di un trasmettitore OFDM modificato;
- la figura 6 mostra lo schema del blocco $DS(n)$ del trasmettitore;
- la figura 7 mostra le operazioni di premodulazione e ordinamento per $N=8$;
- la figura 8 mostra lo schema complesso standard del trasmettitore;
- la figura 9 mostra la non sovrapposizione della banda dei

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

Roberto Dini

sottocanali nello schema complesso standard;

- la figura 10 mostra la sintesi dello schema complesso standard via IDFT e PPN;
- la figura 11 mostra lo schema SCS con filtro polifase e MTM;
- la figura 12 mostra la costellazione delle portanti multitono per alcuni valori di N;
- la figura 13 mostra la caratteristica del filtro polifase;
- la figura 14 mostra la caratteristica di fase dell'equalizzatore;
- la figura 15 mostra il 'data staggering' al ricevitore;
- la figura 16 mostra lo schema OFDM;
- la figura 17 mostra lo schema a blocchi completo del trasmettitore e del ricevitore secondo l'invenzione.

Per meglio illustrare l'invenzione verrà dapprima mostrato lo schema di principio di un sistema OFDM e i necessari aggiustamenti per la non sovrapposizione delle bande dei singoli canali e quindi sarà presentata e discussa la nuova architettura.

Viene descritta per semplicità soltanto la parte del sistema relativa ai segnali digitali (a tempo discreto) mentre non vengono riportate le parti riguardanti le conversioni digitale-analogica (D/A) e analogico-digitale (A/D).

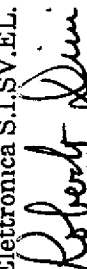
Vengono qui di seguito elencati i simboli e le terminologie usate nella descrizione:

$$N_2 = \frac{1}{2} N;$$

2T: spaziatura nel tempo dei dati complessi;

T: spaziatura nel tempo dopo lo 'staggering';

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



$T_0=2T/2N$:spaziatura nel tempo del segnale OQAM;

$F=1/T$: bassa velocità;

$F_0=1/T_0$ NF : alta velocità;

$$F_2 = \frac{1}{2} T = \frac{1}{2} F$$

TX: trasmettitore;

RX: ricevitore;

DFT: trasformata di Fourier discreta;

IDFT: DFT inversa;

PPN: rete polifase;

MTM: modulazione multitono;

DS: 'Data staggering';

SCS: schema complesso standard;

P/S: conversione parallelo-serie;

S/P: conversione serie-parallelo;

$g(t_0), G(f)$: filtri dello schema di principio;

$h(t_0), H(f)$: filtri interpolatori nello schema SCS;

\Re : parte reale;

\Im parte immaginaria.

Il tempo dei segnali viene indicato nella forma $nT, n2T, nT_0$ che ne evidenzia la spaziatura, oppure nella forma t al posto di nT o $n2T$ e nella forma t_0 al posto di nT_0 . Nelle figure le spaziature dei segnali sono espressamente indicate in ogni sezione degli schemi a blocchi.

2 Schema di principio di un sistema OQAM

Lo schema di principio è illustrato nella figura 1.

Funzioni del trasmettitore.

Ing. Roberto DINI
Società Italiana per lo Sviluppo
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.
Roberto Dini

Il trasmettitore convoglia N sequenze di dati complesse

$$c_n(t), \quad n=0,1,\dots,N-1,$$

che appartengono a costellazioni specifiche, per esempio QAM. La velocità di $c_n(t)$ è $1/2F$ valori al secondo. N è tipicamente una potenza di 2.

Ciascuna sequenza è divisa in due parti: la parte reale $\Re c_n(t)$ e il coefficiente della parte immaginaria $\Im c_n(t)$. La prima è ritardata di T secondi (metà dell'originale spaziatura nel tempo) e interpolata da un filtro $G(f)$, la seconda è interpolata direttamente dallo stesso filtro $G(f)$. I segnali interpolati sono modulati da portanti seno e coseno secondo la regola di alternanza esposta in seguito. Il segnale prodotto dal TX, $v_{\Re}(t_0)$, è reale ed ha una velocità pari a $F_0=NF$.

Le portanti.

Le portanti (figura 2) sono:

$$p_{0n}(t_0)=\sin 2\pi f_n t_0, \quad p_{1n}(t_0)=\cos 2\pi f_n t_0 \text{ per } n \text{ pari,}$$

$$p_{0n}(t_0)=\cos 2\pi f_n t_0, \quad p_{1n}(t_0)=\sin 2\pi f_n t_0 \text{ per } n \text{ dispari.}$$

Le frequenze sono egualmente spaziate secondo le relazioni:

$$f_n=f_0+nF, \quad F_2=\frac{1}{2}T, \quad f_0=\frac{1}{2}F_2.$$

Nel dominio della frequenza una portante seno coseno con frequenza f_n dà due contributi: alla frequenza f_n e F_0-f_n (vedi figura 2).

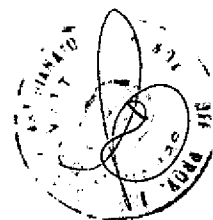
I filtri.

Per ristabilire le sequenze iniziali la cascata dei filtri in trasmissione e ricezione deve essere equivalente ad un filtro di Nyquist reale con una frequenza di Nyquist $\frac{1}{2}F_2$. Tipicamente i filtri hanno una risposta in frequenza $G(f)$ data dalla radice quadrata del coseno

Ing. Roberto DINI

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

Roberto Dini



rialzato (vedi figura 3).

Le funzioni del ricevitore.

Il ricevitore svolge le operazioni inverse a quelle effettuate in trasmissione e cioè il segnale ricevuto $v_{\mathfrak{R}}(t_0)$ (a tempo discreto e quindi dopo conversione A/D) viene innanzitutto demodulato con le stesse portanti utilizzate per il TX e quindi vengono prodotte due vie per ogni canale: \mathfrak{R} ed \mathfrak{I} . La via \mathfrak{R} è filtrata da $G(f)$, anticipata di T e ridotta al periodo $2T$ da un filtro decimatore; la via \mathfrak{I} è filtrata da $G(f)$, decimata e moltiplicata per j . Infine i segnali delle due vie sono sommati per ricostituire la sequenza complessa originaria $c_n(t)$.

Le prestazioni.

Il sistema converte N sequenze di dati complessi, ciascuna alla velocità $\frac{1}{2} F$, in una sequenza reale ad una velocità $F_0 = NF$. La banda occupata dal segnale trasmesso è F_0 , mentre le bande dei singoli canali, date dagli intervalli

$$[f_{n-(1+\alpha)} \frac{1}{2} F_2, f_{n+(1+\alpha)} \frac{1}{2} F_2]$$

si sovrappongono non appena il roll-off dei filtri è positivo. Tale sovrapposizione è illustrata in figura 4, dove in a) è illustrata la risposta in frequenza del filtro interpolatore $G(f)$ e in b) e c) sono illustrate le bande del segnale OQAM complesso e del suo complesso coniugato. La composizione di b) e c) dà l'allocazione delle bande del segnale OQAM reale.

3. Modifica dello schema di principio

Si è appena visto che nello schema di principio le bande dei canali si sovrappongono parzialmente e ciò non rende possibile l'utilizzazione

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



diretta della sintesi basata su MTM, che richiede la non sovrapposizione. Pertanto occorre modificare lo schema di principio in uno schema in cui le bande non si sovrappongano. Ciò è possibile in quanto si può dimostrare che lo schema di principio del trasmettitore può essere rielaborato in uno schema perfettamente equivalente e costituito da quattro parti illustrate nella figura 5. Come si vedrà, nella parte 3 le bande dei canali non si sovrappongono ed è proprio tale parte che verrà sintetizzata mediante MTM.

Si descrivono ora le quattro parti dello schema modificato.

1) Il blocco DS(n) o 'Data staggering' (vedi figura 6) viene applicato ad ogni sequenza di ingresso $c_n(t)$. Esso raggruppa i due percorsi ottenuti con parte reale e coefficiente della parte immaginaria mediante un convertitore P/S moltiplicando prima per la quantità complessa $-j$ la via che nello schema originario prevedeva una modulazione in seno. In tal modo le originarie sequenze complesse $c_n(t)$ con spaziatura $2T$ vengono convertite nelle sequenze complesse $x_n(t)$ con spaziatura T .

2) Il blocco P&O (vedi figura 7) esegue la premodulazione complessa e l'ordinamento dei dati, e precisamente:

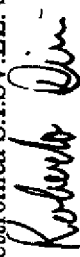
- una prima premodulazione secondo la relazione

$$y_n(kT) = x_n(kT) (j)^k \quad (4)$$

- un ordinamento secondo la relazione

$$\begin{aligned} d_n(t) &= y_{2n}(t) & n &= 0, 1, \dots, N_2 - 1 \\ d_n(t) &= y_{2N - 2n - 1}(t) & n &= N_2, \dots, N - 1; \end{aligned} \quad (5)$$

- una seconda premodulazione secondo la relazione

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


$$S_n(kT) = d_n(kT) \quad n=0,1,\dots,N_2-1$$

$$S_n(kT) = d_n(kT) (-1)^k \quad n=N_2,\dots,N-1; \quad (6)$$

in cui $N_2 = \frac{1}{2} N$.

Le (6) si possono scrivere nella forma

$$S_n(t) = d_n(t) \quad n=0,1,\dots,N_2-1$$

$$S_n(t) = d_n(t) \exp(j2\pi F_2 t) \quad n=N_2,\dots,N-1.$$

In conclusione i processi di premodulazione e ordinamento trasformano le sequenze complesse $x_n(t)$ nelle sequenze complesse $S_n(t)$. Si può dimostrare che i segnali $S_n(t)$ sono reali per n dispari e immaginari per n pari.

3) Il blocco SCS (Schema Complesso Standard) è rappresentato in figura 8 e sarà discusso di seguito.

La complessità dello schema modificato è completamente concentrata nel SCS, mentre la complessità delle altre parti (DS, P&O, S/P, e \mathcal{R}) è irrilevante. Pertanto allo schema SCS deve essere dedicata un'attenzione particolare.

Esso è composto di N rami, ciascuno dei quali prevede:

a) un filtro interpolatore complesso la cui risposta impulsiva $h(t_0)$ è legata alla risposta impulsiva del filtro originario dalla relazione

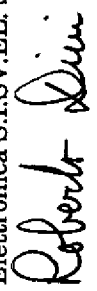
$$h(t_0) = g(t_0) e^{j2\pi f_0 t_0} \quad \text{con } f_0 = \frac{1}{2} F_2$$

Quindi la relazione tra le risposte in frequenza è

$$H(f) = G(f - f_0);$$

- b) un modulatore con portante esponenziale avente frequenza nF ;
 c) un sommatore che combina i contributi dei vari rami.

E' essenziale osservare che dopo i modulatori le bande dei segnali

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


non si sovrappongono, risultando distanziate di F , mentre la larghezza di banda del filtro $H(f)$ è uguale a quella del filtro (vedi punto 3), cioè:

$$(1+\alpha)F_2=(1+\alpha) \frac{1}{2} F \leq F.$$

La non sovrapposizione è illustrata nella figura 9 per $N=8$; in a) è illustrata la risposta in frequenza del filtro interpolare $G(f)$. In b) e c) sono illustrate le bande del segnale complesso all'uscita dello SCS e del suo complesso coniugato. La composizione di b) e c) dà ancora l'allocazione delle bande del segnale OQAM reale.

Ovviamente dopo la Parte Reale si ricerca la sovrapposizione delle bande, come deve essere, in quanto lo schema modificato è perfettamente equivalente allo schema di principio.

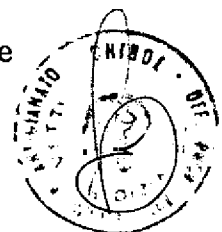
La complessità computazionale dello schema modificato, che è contenuta essenzialmente nello SCS, è in linea di massima, eguale a quella dello schema di principio. Sintesi efficienti si ottengono implementando opportunamente lo SCS.

Una sintesi classica è mostrata nella figura 10a. Essa consiste in un processore IDFT di ordine N che lavora alla velocità $F=1/T$, seguito da una rete polifase ad N rami (PPN) anch'essa a velocità F , seguita da un convertitore P/S.

La PPN consiste in un parallelo di N filtri diversi. Le risposte impulsive $h_n(t)$ di questi filtri sono legate alla risposta impulsiva $h(t_0)$ dei filtri interpolatori che compaiono nello SCS dalla conversione S/P, come illustrato in figura 10b. La complessità è naturalmente tutta concentrata nel processore IDFT e nella rete

Ing. Roberto DINI

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



PPN.

4) Il blocco \mathfrak{R} infine rappresenta l'operatore della parte reale che converte in reale il segnale finale.

4. Descrizione della soluzione proposta

Nella nuova architettura si prende come riferimento lo schema modificato di figura 5; DS, P&O e la Parte Reale restano inalterati, mentre lo SCS è implementato in maniera completamente diversa da quella classica di figura 10, basata sulla IDFT e sulla PPN.

L'implementazione proposta nell'invenzione è illustrata in figura 11 e consiste in:

- 1) un convertitore parallelo-serie P/S, che fornisce il segnale di ingresso ad alta velocità $s(t_0)$;
- 2) un filtraggio ad alta velocità con un filtro polifase $Q(f)$;
- 3) un modulatore multitono MTM con portante $\gamma(Ft_0)$; il termine multitono sarà spiegato in seguito;
- 4) un equalizzatore $H_E(f)$.

I componenti 2), 3) e 4) lavorano tutti alla velocità $F_n = NF$.

La portante multitono.

Se poniamo

$$\gamma(r) = W_{2N}^{r^2} \quad \text{con} \quad W_{2N} = e^{j2\pi/2N}, \quad (7)$$

la portante MTM è $\gamma(F_0 t_0)$. Questa portante ha un periodo $T = NT_0$ (per N pari) e fornisce una modulazione "multitono". Infatti, se consideriamo la funzione $\gamma(r)$ espressa come IDFT:

$$\gamma(r) = \sum_{q=0}^{N-1} \Gamma(q) W_N^{qr}, \quad (8)$$

Ing. Roberto DINI

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



otteniamo

$$\gamma(F_0 t_0) = \sum_{q=0}^{N-1} \Gamma(q) e^{j2\pi q F t_0} \quad (9)$$

dove $\Gamma(q) = [\sqrt{N}\gamma(q)]^{-1} \neq 0$. Quindi la portante $\gamma(F_0 t_0)$ applicata ad un segnale ad alta velocità produce simultaneamente N spostamenti di frequenza $0, F, 2F, \dots, (N-1)F$, da cui il termine "multitono".

La costellazione dei $\gamma(r)$ è illustrata in figura 12 per alcuni valori di N .

Il filtro polifase $Q(f)$.

La risposta impulsiva del filtro polifase è $q(t_0) = h(t_0) / \gamma(F_0 t_0)$, cioè

$$q(rT_0) = \lambda(r) h(rT_0), \quad \lambda(r) = 1/\gamma(r) - W_{2N}^{-r^2} \quad (10)$$

Essa è interpretata in figura 11b. La corrispondente risposta in frequenza può essere scritta nella forma

$$Q(f) = \sum_{n=0}^{N-1} \Lambda_n H(f - nF), \quad \Lambda_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot W_{2N}^{n^2} \quad (11)$$

Il filtro polifase è essenzialmente un filtro passa-tutto che produce uno spostamento di fase $\pi n^2/N$ nella banda n -esima (vedi figura 13), cioè nella banda

$$B_n = \left(-\alpha \frac{1}{\Lambda} F + nF, (2+\alpha) \frac{1}{\Lambda} F + nF\right), \quad (12)$$

dove α è il roll-off del coseno rialzato. Al di fuori di queste bande la caratteristica di fase può essere arbitraria.

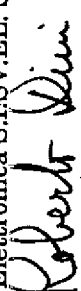
L'equalizzatore $H_E(f)$

La risposta in frequenza dell'equalizzatore è

$$H_E(f) = W_{2N}^{-n^2} e^{j2\pi f n T_0}, \quad f \in B_n, \quad (13)$$

Esso mostra una fase lineare in tutte le bande B_n (vedi figura 14).

Il ricevitore.

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


Il ricevitore può essere implementato con le operazioni inverse, ottenute dai componenti complessi coniugati.

Per ottenere la sintesi del ricevitore si parte dallo schema modificato della figura 5, omettendo la Parte Reale, e quindi si invertono nell'ordine i blocchi 3, 2 e 1, ottenendo i blocchi

- SCS_R : lo schema complesso standard al ricevitore;
- $P\&O_R$: la premodulazione e ordinamento al ricevitore;
- DS_R : data staggering al ricevitore.

Il blocco $P\&O_R$ si ottiene percorrendo a ritroso il corrispondente blocco al TX e sostituendo i moltiplicatori per j^k con $(-j)^k$ in quanto si devono sostituire le operazioni originarie con quelle coniugate.

L'inversione del blocco DS è meno standard ed è illustrata in figura 15.

L'inversione dello SCS si ottiene percorrendo a ritroso lo schema di figura 8 e facendo le sostituzioni con le regole note. Si ottiene così

- a) un nodo al posto del sommatore;
- b) un demodulatore con portante esponenziale a frequenza $-nF$ nel ramo n-esimo;
- c) un filtro decimatore con risposta impulsiva coniugata

$$h(t_0)_R = h^*(t_0)$$

Ottenuto così lo schema modificato al ricevitore, si osserva che anche in questo caso la complessità computazionale è limitata al blocco SCS_R . E' questo l'oggetto della sintesi efficiente per la quale la presente invenzione propone la seguente soluzione, che si ottiene da quella vista per il trasmettitore con le solite regole di inversione.

Ing. Roberto DINI
Società Italiana per lo Sviluppo
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.
Roberto Dini

Essa risulta composta ordinatamente dai blocchi seguenti (vedi figura 16, nella quale in a) è mostrata la soluzione via DFT e rete polifase e in b) la soluzione via filtro polifase e MTM):

a) equalizzatore con risposta impulsiva coniugata

$$h_E(t_0) = h^*E(t_0)_R ;$$

b) modulazione con portante MTM coniugata

$$\gamma(t_0)_R = \gamma^*(t_0) ;$$

c) filtro polifase con risposta impulsiva coniugata

$$q(t_0)_R = q^*(t_0) .$$

Da quanto esposto risulta che la complessità del RX basato sulla sintesi via MTM e filtro polifase è esattamente la stessa del TX.

Complessità.

Il modulatore multitono MTM deve eseguire $F_0 = NF$ moltiplicazioni complesse al secondo. Questo deve essere confrontato con la complessità di un processore DFT di ordine N alla velocità F , data da $(N \log_2 N) F = F_0 \log_2 N$ operazioni al secondo. Quindi la complessità del modulatore MTM è $\log_2 N$ volte inferiore alla complessità della IDFT (o DFT). Ad esempio con $N=1024$ (valore proposto per trasmettere la TV per via numerica) la riduzione di complessità è di 10 volte.

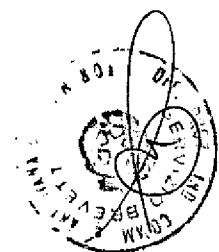
Per quanto riguarda il filtro polifase, riscriviamo la risposta in frequenza in termini di z trasformata (funzione di trasferimento). Sia $G(z)$ la funzione di trasferimento del filtro originario. Allora risulta

$$H(z) = G(zW_{AN}^{-1})$$

e dalla (11)

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

Roberto Dini



$$Q(z) = \sum_{n=0}^{N-1} \Lambda_n H(z W_N^{-n}).$$

Ora consideriamo una realizzazione FIR di $G(z)$

$$G(z) = \sum_{r=0}^L g_r z^{-r} \quad (14)$$

Allora, $H(z)$ risulta essere un filtro FIR con lo stesso grado L di $G(z)$ e coefficienti $h_r = W_{4N} g_r$. D'altra parte dalla (10) segue che i coefficienti di $Q(z)$ sono $q_r = \lambda(rT_0) h_r$. Concludendo, partendo dalla (14) si trova che $Q(z)$ può essere implementata come FIR con lo stesso grado del filtro di riferimento $G(z)$ e cioè

$$Q(z) = \sum_{r=0}^{L-1} q_r z^{-r} \quad (15)$$

con

$$q_r = W_{2N}^{-r^2} h_r = W_{2N}^{-r^2} W_{4N}^{-r} g_r$$

Per quanto riguarda infine l'equalizzatore, si introduce la funzione $P_0(f)$ così definita

$$P_0(f) = 1, \quad f \in B_0 \cup B_1 \cup \dots \cup B_{N-1}$$

$$0, \quad \text{altrove,}$$

dove B_N sono le bande dei singoli canali definiti dalla (12). Allora la risposta in frequenza (13) può essere scritta nella forma:

$$H_E(f) = \sum_{n=0}^{N-1} W_{2N}^{-n^2} e^{j2\pi f n T_0} P_0(f - nF)$$

In termini di z -trasformata risulta:

$$H_E(z) = \sum_{n=0}^{N-1} W_{2N}^{-n^2} z^n P_0(z W_N^{-n})$$

Una versione causale è

$$H_{Ec}(z) = z^{-N} H_E(z) = \sum_{n=1}^N W_{2N}^{-n^2} z^{-n} P_o(z W_{2N}^n),$$

Ora supponiamo che $P_o(z)$ abbia la struttura FIR

$$P_o(z) = \sum_{r=0}^N a_r z^{-r}$$

Allora anche $H_{Ec}(z)$ ha una struttura FIR

$$H_{Ec}(z) = \sum_{m=1}^{L+N} b_m z^{-m} \quad (16)$$

dove

$$b_m = W_{2N}^{-m^2} \sum_{r=c_m}^{d_m} W_{2N}^{r^2} \alpha_r, \quad (17)$$

con $c_m = \max(0, m-N)$ e $d_m = \min(m-1, N)$. Infatti

$$\begin{aligned} b_m &= \sum_{n=1}^N \sum_{r=0}^{L-N} W_{2N}^{-n^2} \alpha_r W_{2N}^{-rn} \quad (n+r=m) \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{r=0}^{L-N} W_{2N}^{-(n+r)^2} W_{2N}^{r^2} \alpha_r = W_{2N}^{-m^2} \sum_{n=1}^N \sum_{r=0}^{L-N} W_{2N}^{r^2} \alpha_r \end{aligned}$$

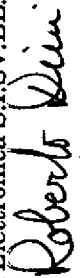
che è equivalente alla (17).

Concludendo, si può affermare che l'implementazione con MTM ha una complessità ridotta rispetto al processore IDFT, mentre risulta leggermente più complicata la parte comprendente filtro ed equalizzatore.

Lo schema a blocchi completo del trasmettitore OQAM (TX) per la trasmissione di N sequenze di dati complessi, basato su filtro polifase e modulazione multitono, e del corrispondente ricevitore (RX) secondo l'invenzione è mostrato nella figura 17.

Dalla descrizione effettuata risultano pertanto chiare le

Ing. Roberto DINI
 Società Italiana per lo Sviluppo
 dell'Elettronica S.I.SV.E.L. S.p.A.



caratteristiche del sistema di ricetrasmisione di dati oggetto della presente invenzione, così come chiari ne risultano i vantaggi.

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

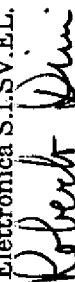
Ing. Roberto DINI
Società Italiana per lo Sviluppo
dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.



RIVENDICAZIONI

1. Sistema di ricetrasmisione di dati via radio a modulazione di ampiezza in quadratura a moltiplicazione ortogonale (OQAM), in cui una pluralità di sottocanali occupano frequenze ugualmente spaziate, e l'allocazione in frequenza dei sottocanali nel trasmettitore viene realizzata mediante un unico modulatore con portante multitono e nel ricevitore i singoli sottocanali vengono riportati nella banda originaria mediante un unico demodulatore con portante multitono.
2. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detta portante multitono è del tipo $\gamma(F_0 t_0)$, dove $\gamma(r) = W_{2N} r^2$ con $W_{2N} = e^{j2\pi/2N}$ e che nel ricevitore i singoli sottocanali vengono riportati nella banda originaria mediante un unico demodulatore con portante multitono $\gamma^*(F_0 t_0)$, dove $\gamma^*(r)$ è il complesso coniugato della funzione $\gamma(r)$.
3. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 1 oppure 2, caratterizzato dal fatto che nel trasmettitore la rete di N filtri delle soluzioni note viene sostituita da un unico filtro polifase con risposta in frequenza $Q(f)$ specificata nella relazione (11), completato da un unico equalizzatore la cui risposta in frequenza è specificata nella relazione (13).
4. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto filtro polifase e detto equalizzatore sono implementati con architetture di tipo FIR secondo quanto specificato nelle relazioni (15) e (16) rispettivamente.
5. Sistema di ricetrasmisione secondo una o più delle rivendicazioni

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



precedenti, caratterizzato dal fatto che nel trasmettitore è previsto un blocco (DS) che riceve ogni sequenza di ingresso $(c_n(t))$ e che raggruppa i due percorsi ottenuti con parte reale e coefficiente della parte immaginaria mediante un convertitore parallelo-serie (P/S) moltiplicando prima per la quantità complessa $-j$ la via che nello schema originario prevedeva una modulazione in seno, in modo che le originarie sequenze complesse $(c_n(t))$ con spaziatura $2T$ vengono convertite in nuove sequenze complesse $(x_n(t))$ con spaziatura T .

6. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che nel trasmettitore è previsto un ulteriore blocco (P&O) che esegue la premodulazione complessa e l'ordinamento dei dati, e precisamente:

- una prima premodulazione secondo la relazione (4),
- un ordinamento secondo la relazione (5),
- una seconda premodulazione secondo la relazione (6),

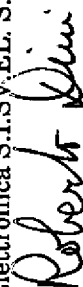
cosicchè i processi di premodulazione e ordinamento trasformano le sequenze complesse $(x_n(t))$ in arrivo in nuove sequenze complesse $(S_n(t))$.

7. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che nel trasmettitore è previsto un ulteriore blocco (SCS) composto di N rami, ciascuno dei quali prevede:

- un filtro interpolatore complesso la cui risposta impulsiva $h(t_0)$ è legata alla risposta impulsiva del filtro originario dalla relazione $h(t_0)=g(t_0)e^{j2\pi f_0 t_0}$ con $f_0 = \frac{1}{2} F_2$;
- un modulatore con portante esponenziale avente frequenza nF ;

Ing. Roberto DINI

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



- un sommatore che combina i contributi dei vari rami;

cosicchè dopo i modulatori le bande dei segnali non si sovrappongono, risultando distanziate di F , mentre la larghezza di banda del filtro $H(f)$ è minore di F .

8. Sistema di ricetrasmisione secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che nel trasmettitore è previsto un ulteriore blocco (\mathfrak{R}) che rappresenta l'operatore della parte reale che converte in reale il segnale finale.

9. Sistema di ricetrasmisione secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che il trasmettitore comprende:

- un convertitore parallelo-serie (P/S), che fornisce il segnale di ingresso ad alta velocità ($s(t_0)$);

- un filtraggio ad alta velocità con un filtro polifase ($Q(f)$);

- un modulatore multitono (MTM) con portante $\gamma(Ft_0)$;

- un equalizzatore ($H_E(f)$).

10. Sistema di ricetrasmisione di dati, quale risulta dalla presente descrizione e dai disegni annessi.

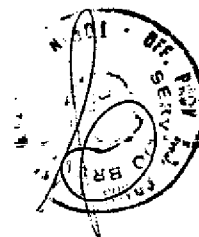
11. Trasmettitore di dati conforme al sistema secondo una o più delle rivendicazioni precedenti.

12. Ricevitore di dati conforme al sistema secondo una o più delle rivendicazioni precedenti.

* * *

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

Roberto Diini



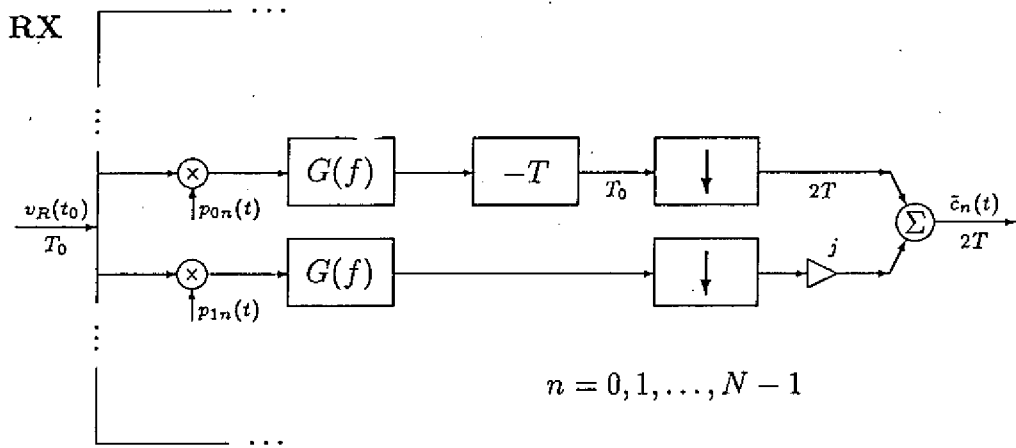
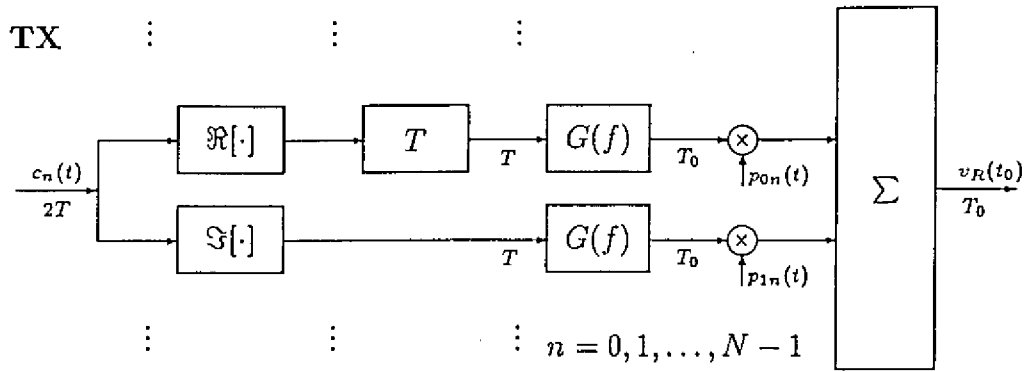


Fig.1:

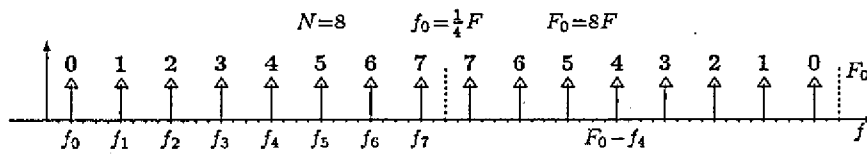


Fig.2:

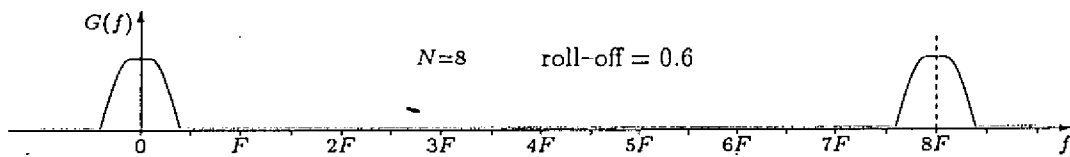
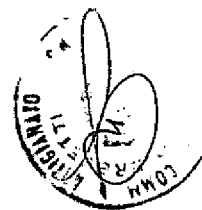


Fig. 3:

Ing. Roberto DINI
 Società Italiana per lo Sviluppo
 dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.
Roberto Dini



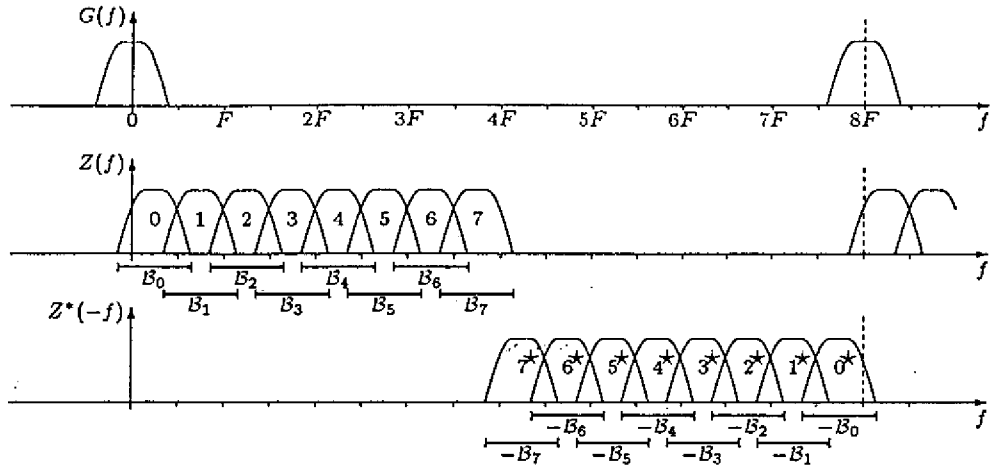


Fig. 4:

Ing. Roberto DINI
 Società Italiana per lo Sviluppo
 dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.
Roberto Dini

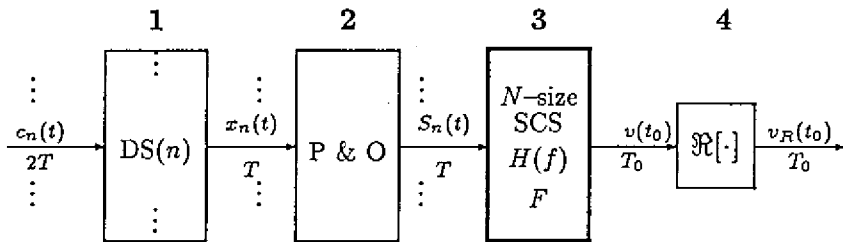


Fig.5:

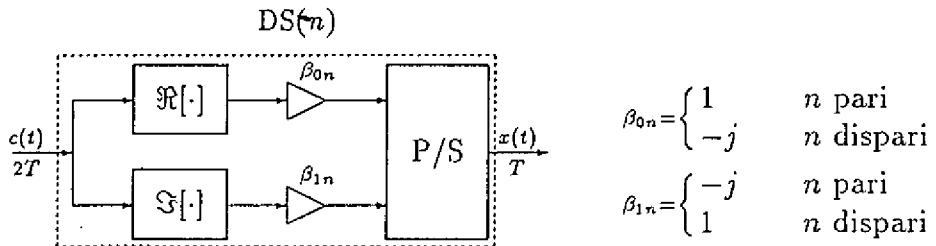
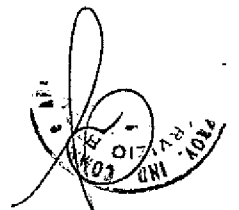


Fig.6:



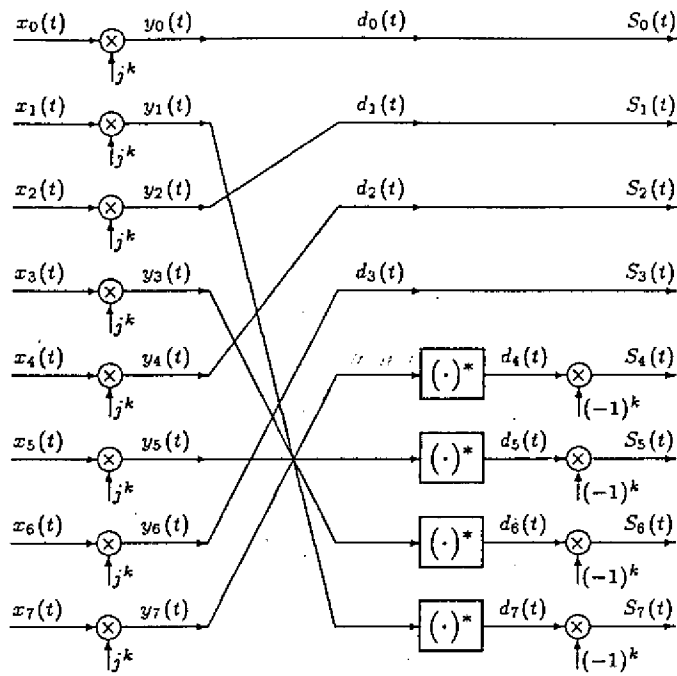


Fig.7:

Ing. Roberto DINI
 Società Italiana per lo Sviluppo
 dell'Elettronica S.I.S.V.E.L. S.p.A.
Roberto Dini

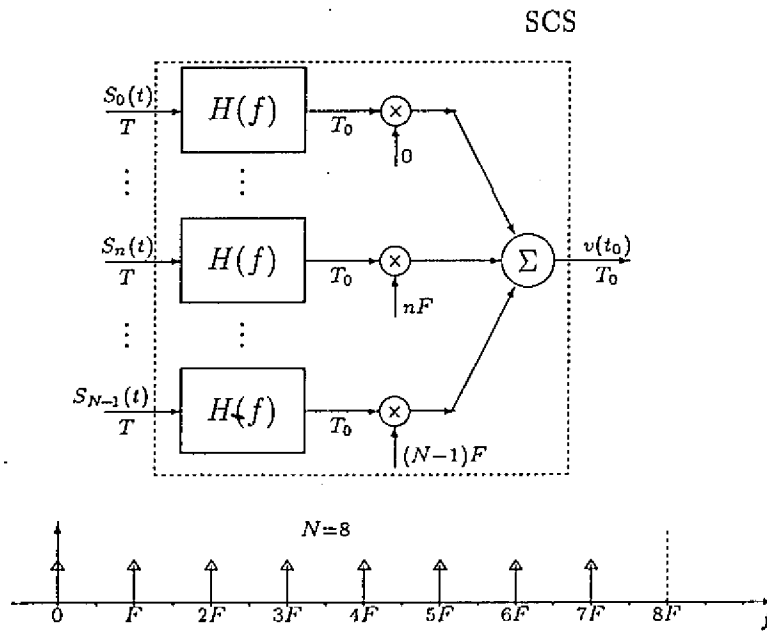
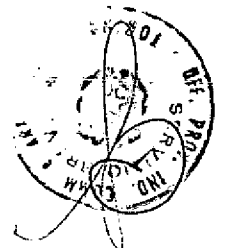


Fig.8:



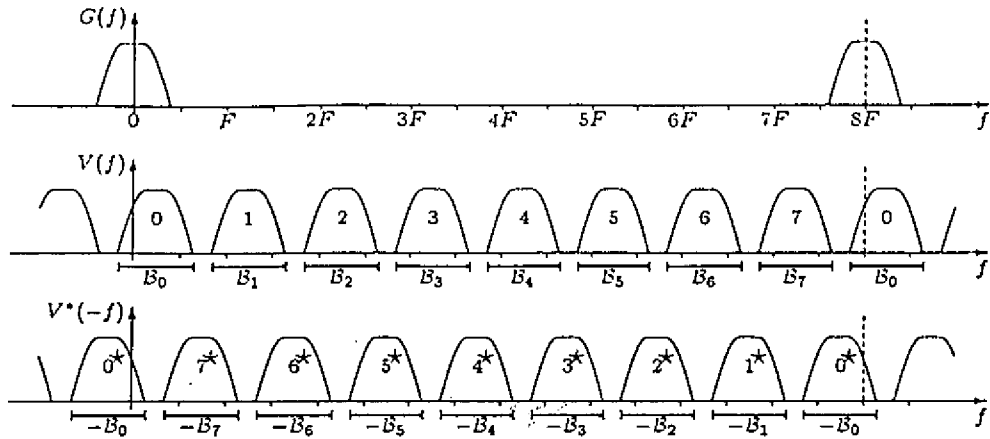


Fig. 9:

Ing. Roberto DINI
 Società Italiana per lo Sviluppo
 dell'Elettronica S.I.SV.EL. S.p.A.
Roberto Dini

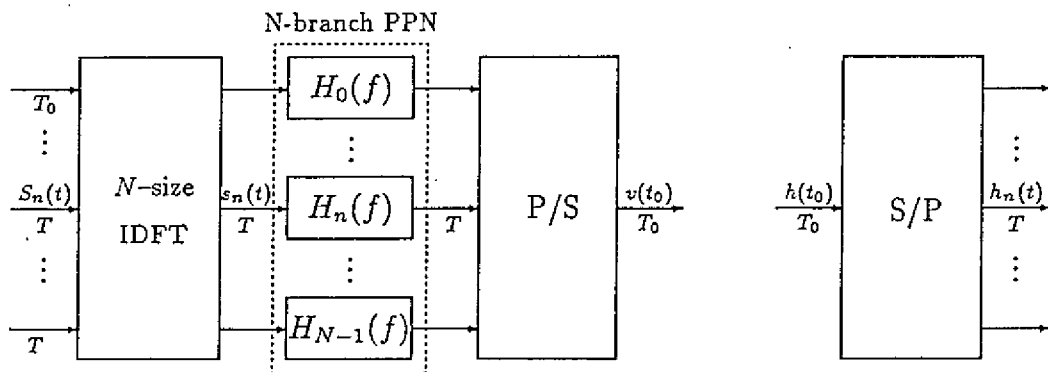


Fig. 10:

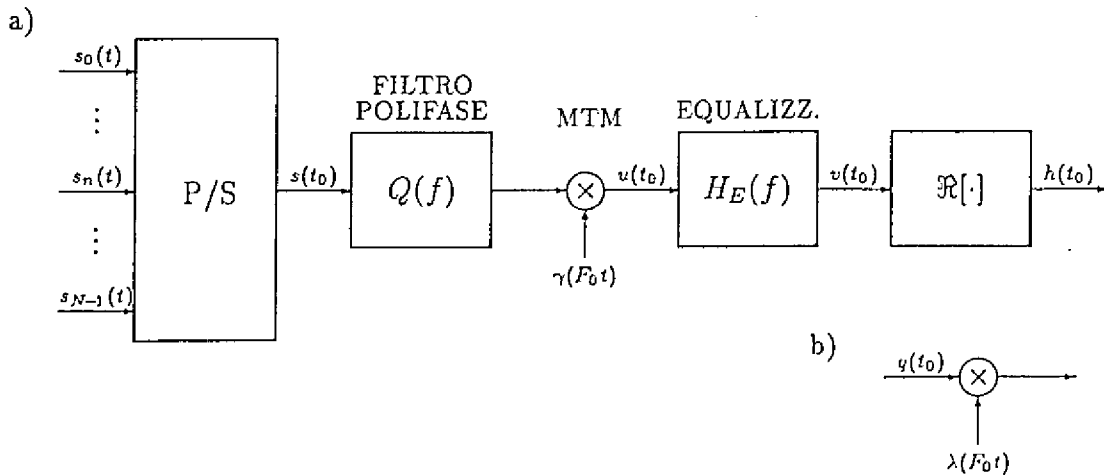
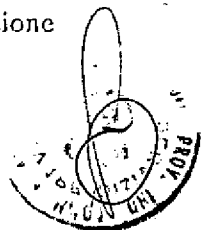


Fig. 11: a) Sintesi dello schema SCS con filtro polifase e MTM. b) Interpretazione della risposta impulsiva del filtro polifase $Q(f)$.



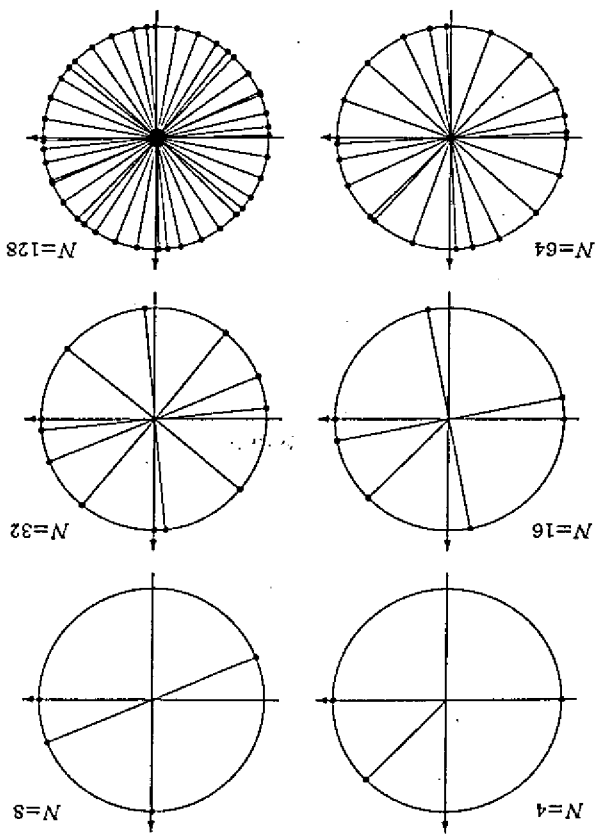
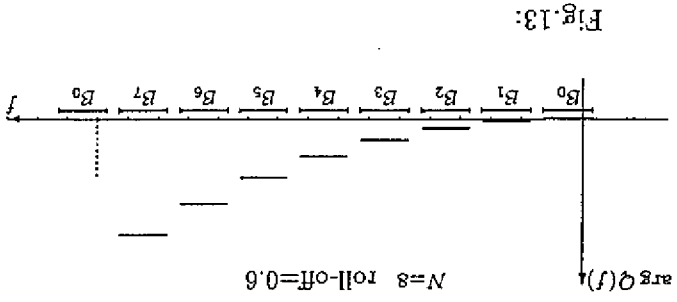
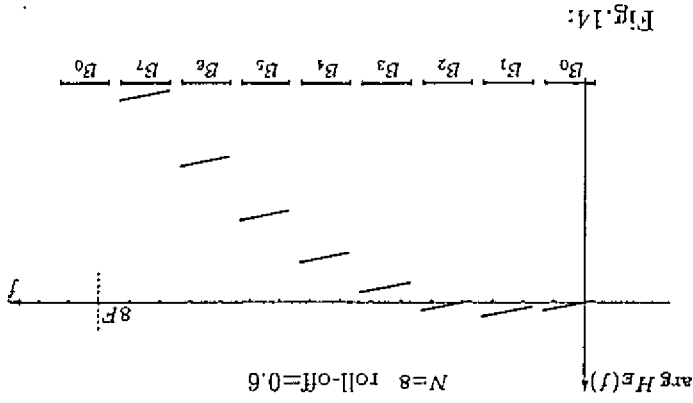


Fig. 12:

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

Roberto Dini

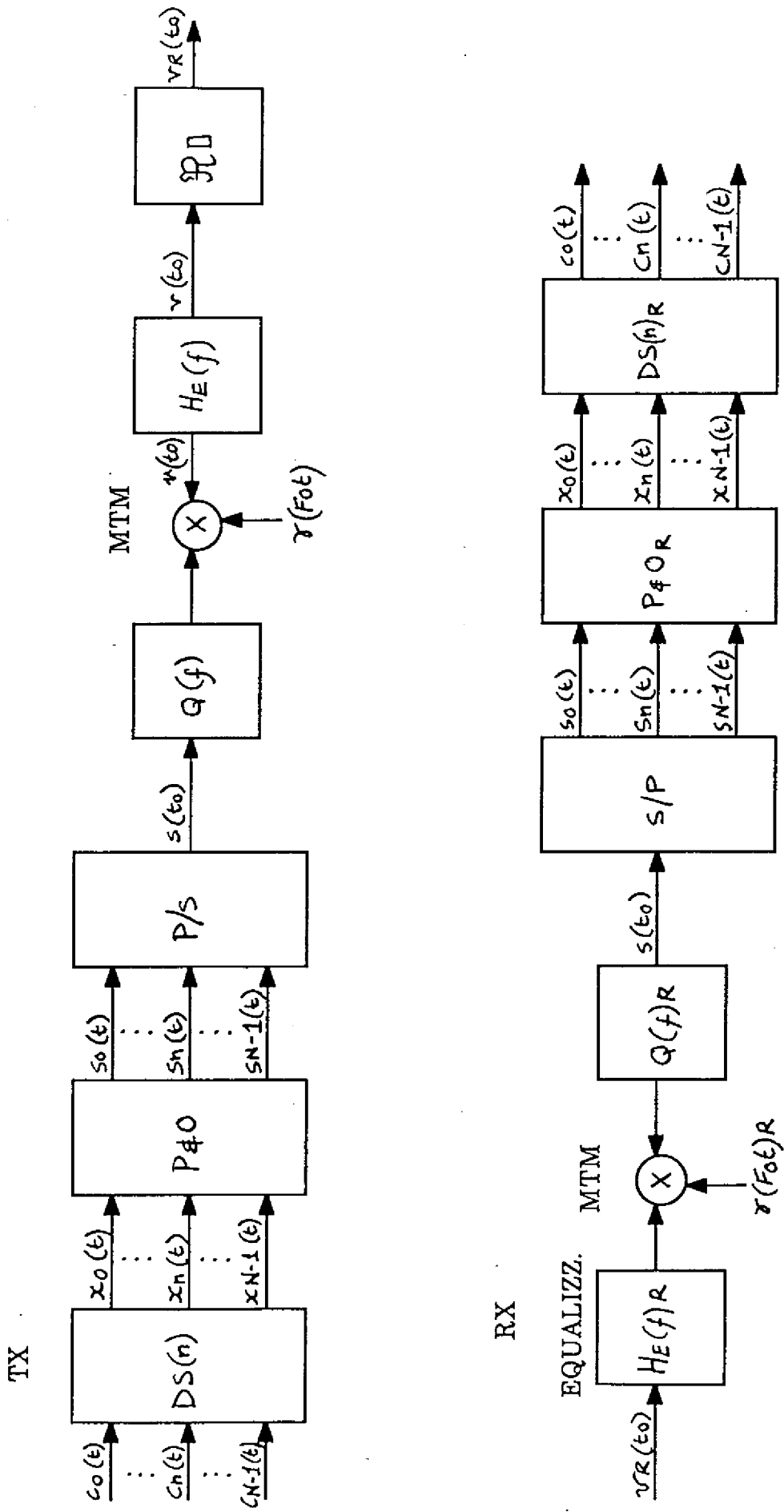


FIG. 17.

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

Roberto Dini

