

ITALIAN PATENT OFFICE

Document No.

102011901967799A1

Publication Date

20111028

Applicant

MARPOSS SOCIETA' PER AZIONI

Title

SISTEMA E METODO PER CONTROLLARE POSIZIONE E/O DIMENSIONI DI
PEZZI MECCANICI

DESCRIZIONE

del brevetto per Invenzione Industriale dal titolo:

"SISTEMA E METODO PER CONTROLLARE POSIZIONE E/O DIMENSIONI
DI PEZZI MECCANICI"

di MARPOSS SOCIETÀ PER AZIONI

di nazionalità italiana

con sede: in VIA SALICETO 13 - 40010 BENTIVOGLIO (BO)

Inventore: Carlo Carli

* * *

SETTORE DELLA TECNICA

La presente invenzione è relativa a un sistema per controllare posizione e/o dimensioni di un pezzo meccanico e ad un corrispondente metodo di controllo.

In particolare, la presente invenzione trova vantaggiosa, ma non esclusiva, applicazione nelle macchine utensili a controllo numerico per determinare la posizione e/o le dimensioni di pezzi meccanici lavorati, cui la descrizione che segue farà esplicito riferimento senza per questo perdere in generalità.

ARTE ANTERIORE

Com'è noto, un sistema di controllo per controllare la posizione e/o misurare le dimensioni di un pezzo meccanico

lavorato comprende una sonda, la quale è provvista di un sensore di contatto ed è montata mobile sulla macchina utensile che lavora, o che ha lavorato, il pezzo meccanico, ed una stazione base remota, la quale è fissa alla struttura della macchina utensile e riceve dalla sonda mobile segnali a radiofrequenza oppure a raggi infrarossi che incorporano informazioni relative a posizione e/o dimensioni del pezzo meccanico oppure all'istante temporale esatto in cui la sonda mobile tocca il pezzo meccanico. Normalmente, la sonda è alimentata a batteria e quindi il suo consumo elettrico è un fattore cruciale nel determinare il successo commerciale del sistema di controllo e misura.

Le versioni a raggi infrarossi hanno riscosso un maggiore successo commerciale in quanto le modalità di propagazione favoriscono l'isolamento di sistemi non in vista, contrariamente a quanto avviene per segnali a radio frequenza. Inoltre, l'installazione di sistemi di controllo a raggi infrarossi non deve soddisfare, di norma, severi requisiti di compatibilità elettromagnetica, che richiedono procedure di omologazione molto onerose.

Nei sistemi di controllo e misura a raggi infrarossi la sonda è provvista di un trasmettitore a raggi infrarossi, per esempio almeno un LED a infrarossi, e la stazione base è provvista di almeno un ricevitore a raggi infrarossi, per

esempio un fotodiode a infrarossi. La trasmissione via etere dei segnali a infrarossi utili tra la sonda e la stazione base può essere disturbata dalla illuminazione degli ambienti in cui è collocata la macchina utensile e il relativo sistema di controllo e misura. Infatti, le lampade fluorescenti e le lampade ad incandescenza possono emettere, in maniera imprevedibile, componenti spettrali nell'infrarosso.

Esistono diverse soluzioni circuitali che permettono una certa immunità dai disturbi ottici. Per esempio, il brevetto statunitense numero US 7,350,307 B2 descrive un sistema di controllo e misura in cui la stazione base comprende un circuito di comparazione, il quale ricostruisce il segnale digitale confrontando il segnale ottico ricevuto con una opportuna soglia, e un circuito di generazione e controllo della soglia, il quale è configurato per variare la soglia in funzione del valore di picco del segnale ottico utile e in funzione delle caratteristiche dei segnali ottici di disturbo.

Tuttavia, la soluzione proposta in US 7,350,307 B2 non è completamente immune dai disturbi ottici nel caso di uso particolarmente intenso di lampade fluorescenti.

Esistono sistemi di controllo e misura in cui la sonda trasmette segnali ottici costituiti da una portante

impulsiva a raggi infrarossi modulata ON-OFF dai bit dei messaggi da trasmettere alla stazione base. In particolare, la portante impulsiva a infrarossi è costituita da una serie di impulsi a raggi infrarossi che si succedono con una frequenza superiore alle frequenze maggiormente interessate, abitualmente, dai disturbi ottici. Il ricevitore della stazione base comprende un opportuno filtro passa banda centrato sulla frequenza della portante impulsiva per attenuare fortemente le componenti di disturbo al di fuori della banda del filtro. In ogni caso, le tecniche che impiegano portanti modulate ON-OFF comportano, a parità di altre condizioni, un maggiore consumo di corrente e quindi una durata inferiore della carica delle batterie della sonda.

DESCRIZIONE DELLA INVENZIONE

Scopo della presente invenzione è di realizzare un sistema per controllare la posizione e/o le dimensioni di un pezzo meccanico che sia esente dagli inconvenienti sopra descritti e, nello stesso tempo, sia di facile ed economica realizzazione.

In accordo con la presente invenzione vengono forniti un sistema per controllare posizione o dimensioni di un pezzo meccanico ed un corrispondente metodo di controllo secondo quanto definito nelle rivendicazioni allegate.

BREVE DESCRIZIONE DEI DISEGNI

La presente invenzione verrà ora descritta con riferimento ai disegni annessi, che ne illustrano un esempio di attuazione non limitativo, in cui:

- la figura 1 illustra, in maniera schematica, una macchina utensile a controllo numerico provvista del sistema di controllo realizzato secondo i dettami della presente invenzione;

- la figura 2 illustra uno schema a blocchi dettagliato della sonda del sistema di controllo della figura 1;

- la figura 3 illustra uno schema elettrico di principio di un filtro passa banda di ingresso della sezione di ricezione della sonda della figura 2;

- la figura 4 illustra un diagramma di flusso di un algoritmo di regolazione del guadagno dei mezzi amplificatori della sezione di ricezione della sonda della figura 2;

- la figura 5 illustra uno schema a blocchi dettagliato della stazione base del sistema di controllo della figura 1;

- la figura 6 illustra uno schema a blocchi della sezione di ricezione della stazione base del sistema di controllo della figura 1 secondo una ulteriore forma di attuazione dell'invenzione;

- la figura 7 illustra uno schema elettrico di

principio di una parte della sezione di ricezione della figura 6;

- la figura 8 illustra uno schema a blocchi più dettagliato di uno stadio finale della sezione di ricezione della figura 6;

- le figure da 9 a 12 illustrano uno schema a blocchi più dettagliato dello stadio finale della sezione di ricezione della figura 6 secondo ulteriori forme di attuazione dell'invenzione;

- la figura 13 illustra due esempi di forme d'onda generate dalla sezione di trasmissione della sonda della figura 2; e

- le figure da 14 a 17 mostrano l'andamento delle forme d'onda di segnali presenti nello stadio finale della sezione di ricezione della figura 6, secondo alcune delle forme di attuazione delle figure da 9 a 12.

FORME DI ATTUAZIONE PREFERITE DELL'INVENZIONE

Nella figura 1, con 1 è genericamente indicato, nel suo complesso, una macchina utensile a controllo numerico, con 2 un pezzo meccanico lavorato dalla macchina 1 e ancora posizionato sulla macchina 1 stessa e con 3 un sistema di controllo per controllare la posizione e/o le dimensioni del pezzo meccanico 2. La macchina 1 comprende una propria unità di controllo numerico 4. Il sistema di controllo 3 comprende

una sonda 6, la quale è montata sulla macchina 1 in modo da potersi muovere, per esempio mediante slitte 7, nell'area in cui si trova il pezzo meccanico 2, e una stazione base 8 remota, la quale è fissata al basamento della macchina 1 ad una certa distanza dalla sonda 6, è collegata con la unità di controllo numerico 4 tramite opportuni mezzi di interfaccia 5 ed è in grado di comunicare, via segnali a raggi infrarossi, con la sonda 6. Secondo una forma di attuazione non illustrata, i mezzi di interfaccia 5 sono integrati nella stazione base 8.

Secondo la presente invenzione, la sonda 6 è costituita, per esempio, da una sonda a rilevazione di tocco e comprende, in particolare, un braccetto mobile provvisto, ad una propria estremità, di un tastatore 9, un dispositivo di rilevamento 9a, il quale è atto a generare, non appena il tastatore 9 tocca il pezzo meccanico 2, un opportuno segnale elettrico, e un ricetrasmittitore mobile 10 per trasmettere informazioni relative allo stato della sonda 6 alla stazione base 8 via segnali a raggi infrarossi, e ricevere informazioni di controllo dalla stazione base 8 via segnali a raggi infrarossi. La sonda 6 comprende, inoltre, un microcontrollore 11 collegato con il dispositivo di rilevamento 9a per ricevere il segnale elettrico generato dal dispositivo di rilevamento 9a e con il ricetrasmittitore

mobile 10 per controllarne il funzionamento. La stazione base 8 comprende un ricetrasmittitore remoto 12 per comunicare via raggi infrarossi con la sonda 6 e un microcontrollore 13 per controllare il funzionamento del ricetrasmittitore remoto 12 e dialogare con la unità a controllo numerico 4 tramite i mezzi di interfaccia 5.

I ricetrasmittitori 10 e 12 si scambiano, in uso, segnali a raggi infrarossi ottenuti modulando una portante impulsiva con opportuni messaggi codificati in binario. La portante impulsiva è costituita da una serie di impulsi a raggi infrarossi che si succedono con una frequenza compresa tra 100 kHz e 10 MHz, e in particolare compresa tra 300 kHz e 600 kHz. La portante impulsiva viene modulata in ampiezza dai messaggi binari. Vantaggiosamente, la modulazione di ampiezza è una modulazione ON-OFF. Inoltre, la frequenza della portante impulsiva è selezionabile all'interno di un insieme di più valori comprendente, per esempio, 350 kHz, 450 kHz e 570 kHz, in modo da definire altrettanti canali di comunicazione che non interferiscono tra di loro, come verrà spiegato meglio in seguito.

Con riferimento alla figura 2, il ricetrasmittitore mobile 10 della sonda 6 comprende una sezione di ricezione 14, una sezione di trasmissione 15 e un dispositivo regolatore digitale 16 costituito, per esempio, da un FPGA

(Field Programmable Gate Array) opportunamente configurato per regolare in tempo reale alcuni parametri delle sezioni di ricezione 14 e trasmissione 15. Il dispositivo regolatore 16 è, a sua volta, controllato dal microcontrollore 11.

La sezione di ricezione 14 comprende dispositivi di ricezione con uno o più fotodiodi 17 a raggi infrarossi, in particolare quattro fotodiodi 17, i quali sono orientati in modo da garantire una ricezione omnidirezionale, sono collegati in parallelo tra di loro e sono utilizzati in modalità fotovoltaica, cioè non sono polarizzati, e un filtro passa banda 18 sintonizzabile sulla frequenza desiderata della portante impulsiva, collegato immediatamente a valle dei fotodiodi 17. I fotodiodi 17 sono utilizzati in modalità fotovoltaica per ridurre il consumo di corrente elettrica della sonda 6, che è alimentata da una batteria.

La sezione di ricezione 14 comprende, inoltre, mezzi amplificatori a guadagno variabile 19 per amplificare il segnale fornito dal filtro passa banda 18 e fornire un corrispondente segnale amplificato VA e una sezione di comparazione, la quale comprende un filtro passa basso 20 per filtrare il segnale amplificato VA e un comparatore 21 per squadrare il segnale amplificato VA, cioè produrre un corrispondente segnale elaborato, in particolare un segnale

binario VD, sulla base di un confronto tra il segnale amplificato filtrato VF e un segnale somma VTS costituito dalla somma del segnale amplificato VA con un segnale di riferimento o soglia di comparazione VTH. Il filtro passa basso 20 è collegato all'ingresso invertente del comparatore 21. L'introduzione del filtro passa basso 20 nella sezione di comparazione permette di aumentare l'immunità del segnale binario VD rispetto alle fluttuazioni del valore medio del segnale amplificato VA. Il segnale amplificato filtrato VF rappresenta, in sostanza, il valor medio del segnale amplificato VA.

Secondo una ulteriore forma di attuazione equivalente (non illustrata) dell'invenzione, il comparatore 21 ha l'ingresso invertente collegato ad un potenziale fisso di riferimento e la sezione di ricezione 14 è priva del filtro passa basso 20 della figura 2 e comprende un filtro passa alto che elimina la componente continua dal segnale amplificato VA, il quale è costituito, per esempio, da una capacità in serie ad una resistenza ed è collegato tra l'uscita dei mezzi amplificatori 19 e il nodo sommatore che fornisce il segnale somma VTS.

Con riferimento sempre alla figura 2, il dispositivo regolatore 16 riceve il segnale binario VD, che è ancora ad alta frequenza, ed è configurato per ricostruire, a partire

dal segnale binario VD, l'inviluppo in banda base del segnale ricevuto dalla sonda 6, cioè il messaggio binario ricevuto e originariamente trasmesso dalla stazione base 8. Le tecniche di ricostruzione dell'inviluppo possono essere molteplici. Secondo una soluzione preferita, che ha fornito i migliori risultati, il dispositivo regolatore 16 è configurato in modo da implementare un filtro passa basso IIR (Infinite Impulse Response), che non è illustrato e che riceve il segnale binario VD, e un comparatore ad isteresi (non illustrato) collegato all'uscita del filtro IIR, che riceve il segnale binario filtrato e fornisce, l'inviluppo in banda base del segnale ricevuto.

Il dispositivo regolatore 16 è configurato per regolare il guadagno dei mezzi amplificatori 19 in funzione del segnale binario VD. Il dispositivo regolatore 16 è pure configurato per regolare la soglia VTH in funzione del segnale binario VD tramite un convertitore DAC (Digital to Analog Converter) 22. Inoltre, il dispositivo regolatore 16 è configurato per regolare la frequenza di centro banda del filtro passa banda 18.

I mezzi amplificatori 19 comprendono una pluralità di stadi amplificatori 23a-23c, i quali sono collegati in cascata tra loro e hanno, ciascuno, un guadagno G costante, e mezzi selettori 24, i quali comprendono una pluralità di

ingressi di selezione collegati, ciascuno, all'uscita di uno degli stadi amplificatori 23a-23c. Nell'esempio illustrato dalla figura 2, gli stadi amplificatori 23a-23c sono tre e sono appunto indicati in successione, a partire dal filtro 18, con 23a, 23b e 23c. I mezzi selettori 24 sono configurati per essere comandati dal dispositivo regolatore 16 in modo da selezionare l'uscita di uno degli stadi amplificatori 23a-23c e quindi selezionare un diverso livello di amplificazione. Il guadagno G di ogni stadio amplificatore 23a-23c è pari a circa 25 dB in modo tale che il livello di amplificazione sia selezionabile in un insieme di valori comprendente 25 dB, 50 dB e 75 dB.

La figura 3 illustra uno schema elettrico di principio del filtro passa banda 18. Il filtro passa banda 18 comprende una pluralità di induttanze 25, le quali sono collegate in parallelo tra loro, e una rispettiva pluralità di interruttori 26, ciascuno dei quali è disposto in serie ad una rispettiva induttanza 25. Gli interruttori 26 sono comandati, in apertura e chiusura, dal dispositivo regolatore 16 per selezionare la frequenza di centro banda del filtro passa banda 18, e quindi per selezionare il canale di comunicazione da ascoltare. Le induttanze 25, quando i rispettivi interruttori 26 sono chiusi, sono collegate in parallelo ai fotodiodi 17. I fotodiodi 17

presentano rispettive capacità che si sommano (fotodiodi 17 in parallelo) dando luogo ad una capacità complessiva non trascurabile in parallelo alle induttanze 25. La frequenza di centro banda è selezionabile in un insieme di frequenze definito da almeno parte di tutte le possibili combinazioni di apertura e chiusura degli interruttori 26, esclusa la combinazione di tutti gli interruttori 26 aperti. L'esempio di attuazione della figura 3, che illustra due induttanze 25, permette di selezionare tre diverse frequenze di centro banda, cioè tre diversi canali di comunicazione, chiudendo soltanto uno o l'altro interruttore 26 oppure entrambi gli interruttori 26. E' indispensabile che almeno una delle induttanze 25 sia collegata in parallelo ai fotodiodi 17 per offrire un carico a bassa impedenza per le componenti continua e a bassa frequenza della corrente elettrica generata dai fotodiodi 17 in presenza di luce ambiente. Infatti, poiché i fotodiodi 17 non sono polarizzati, se la tensione che si forma ai loro capi dovesse superare poche centinaia di millivolt, le giunzioni dei fotodiodi risulterebbero polarizzate direttamente e ciò causerebbe una inaccettabile riduzione della loro sensibilità ottica.

Il filtro passa banda 18 comprende, inoltre, un circuito di regolazione fine 27, il quale è provvisto di uno o più diodi varicap, è collegato in parallelo alle

induttanze 25 ed è comandato dal dispositivo regolatore 16. Il circuito di regolazione fine 27 fornisce una capacità aggiuntiva regolabile in fase di taratura della sonda 6 tramite il dispositivo regolatore 16 per compensare le tolleranze delle induttanze 25 e delle capacità dei fotodiodi 17 e centrare con migliore precisione la frequenza di centro banda sulla frequenza del segnale impulsivo trasmesso dalla stazione base 8.

Con riferimento di nuovo alla figura 2, la sezione di trasmissione 15 del ricetrasmittitore mobile 10 della sonda 6 comprende uno o più LED 28 a raggi infrarossi, un duplicatore di tensione 29 controllato dal dispositivo regolatore 16 per raddoppiare la tensione VL di alimentazione dei LED, e mezzi di pilotaggio dei LED 30, i quali comprendono un convertitore DAC controllato dal dispositivo regolatore 16 e un circuito di conversione tensione/corrente per trasformare la tensione di pilotaggio dei LED in uscita dal DAC in una corrente di pilotaggio per i LED 28. La tensione di pilotaggio dei LED è costituita da una portante impulsiva modulata da un messaggio binario da trasmettere alla stazione base 8. Il circuito duplicatore di tensione permette di pilotare più LED 28 collegati in serie. In particolare, il circuito duplicatore di tensione comprende una pluralità di banchi di capacità che per la

maggior parte del tempo sono collegati in parallelo ad una tensione di alimentazione (es. 3.6 V) e che vengono collegati in serie su comando del dispositivo regolatore 16 solo quando è necessario effettuare la trasmissione e disporre di una tensione raddoppiata per potere pilotare correttamente i LED.

La struttura della sezione di trasmissione 15 permette di regolare dinamicamente l'ampiezza dell'involuppo della tensione di pilotaggio dei LED, e quindi l'intensità dei raggi infrarossi emessi dai LED 28, per ottimizzare il consumo di potenza elettrica della sonda 6 nelle diverse fasi di funzionamento. Inoltre, la struttura della sezione di trasmissione 15 permette di sagomare opportunamente i bit del messaggio binario che modulano la portante impulsiva, cioè l'involuppo della tensione di pilotaggio di LED, in modo tale da attenuare le componenti spettrali lontane dalla frequenza della portante impulsiva che potrebbero interferire con altre sonde dello stesso tipo funzionanti contemporaneamente con diverse frequenze portanti. La figura 13 illustra due esempi di sagomatura dell'involuppo della tensione di pilotaggio dei LED. L'involuppo indicato con VLq ha una sagomatura rettangolare mentre l'involuppo indicato con VLs è sagomato secondo una porzione di senoide. L'involuppo VLs ha le componenti spettrali su canali

limitrofi più attenuate delle analoghe componenti dell'inviluppo VLq.

Un altro esempio di sagomatura, non mostrata in figura, prevede di modulare il segnale binario con una portante con inferiore distorsione armonica, ad esempio di forma sinusoidale. Con tale accorgimento si riducono le componenti spettrali a frequenze multiple della portante e quindi le interferenze su canali relativamente distanti.

Sempre con riferimento alla figura 2, la sonda 6 comprende una unità di alimentazione 32 provvista di una batteria elettrica e di un alimentatore a commutazione ("switching-mode power supply") per alimentare tutti i componenti elettrici ed elettronici della sonda 6. Il dispositivo regolatore 16, seguendo le istruzioni del microcontrollore 11, può disabilitare la unità di alimentazione 32 lasciando che la sonda 6 funzioni per un lasso di tempo limitato sfruttando la sola carica delle capacità elettriche di filtraggio e livellamento dell'unità di alimentazione 32. Tale modalità di funzionamento è utile durante la fase di ricezione per ridurre i disturbi elettromagnetici prodotti dall'alimentatore a commutazione sui circuiti di ricezione e quindi migliorare le prestazioni della sonda 6.

Infine, la sonda 6 comprende dei dispositivi

segnalatori 33 acustici e/o visivi comandati dal microcontrollore 11 per fornire informazioni sullo stato della sonda 6 all'operatore della macchina utensile 1.

Come anticipato in precedenza, il dispositivo regolatore 16 è configurato per regolare il guadagno dei mezzi amplificatori 19 e la soglia VTH in funzione del segnale binario VD, allo scopo di compensare la grande variabilità dell'intensità dei segnali ricevuti e potere, quindi, ricostruire in maniera ottimale l'involuppo in banda base del segnale ricevuto dalla sonda 6, cioè il messaggio binario ricevuto. Queste due regolazioni avvengono secondo rispettivi algoritmi, descritti qui di seguito.

Con riferimento alla figura 4, che illustra un diagramma di flusso dell'algoritmo relativo alla regolazione del guadagno dei mezzi amplificatori 19, prima di tutto la soglia VTH viene fissata ad un valore iniziale V1 opportuno (blocco 100 della figura 4) e viene selezionata l'uscita del primo stadio amplificatore 23a (blocco 101). Il valore V1 viene definito nel modo seguente. Il segnale amplificato VA oscilla in modo sostanzialmente simmetrico attorno al suo valor medio, che è rappresentato dal segnale amplificato filtrato VF, ed ha un valore di picco, rispetto al valor medio, limitato ad un valore VAM pari a meno alla metà della tensione di alimentazione degli stadi amplificatori 23a-23c.

Il valore V_1 è circa pari al valore V_{AM} diviso per il guadagno tipico degli stadi amplificatori 23a-23c. Per esempio, con una tensione di alimentazione pari a 3 V, un guadagno tipico di 25 dB e un valore V_{AM} pari a 1.25 V, il valore V_1 è circa pari a 75 mV. In tal modo, quando il valore di picco del segnale all'uscita di uno degli stadi amplificatori 23a-23b è maggiore del valore V_1 , lo stadio amplificatore successivo 23b-23c è saturo e quindi non deve essere utilizzato. Questa condizione si verifica per valori del segnale amplificato V_A inferiori al suo valor medio e produce valori del segnale somma V_{TS} inferiori ai corrispondenti valori del segnale amplificato filtrato V_F , e quindi impulsi a livello basso del segnale binario V_D . Nel caso in cui la condizione sopra citata non si verifichi, il segnale binario V_D rimane costantemente a livello alto. Pertanto, se il segnale binario V_D non rimane costantemente a livello alto, ossia presenta impulsi a livello basso, che significa che il valore di picco del segnale amplificato V_A è maggiore della soglia V_{TH} (uscita NO del blocco 102), allora la selezione del primo stadio amplificatore 23a è corretta e l'algoritmo termina; altrimenti (uscita SI del blocco 102) viene selezionata l'uscita del secondo stadio amplificatore 23b (blocco 103). Si rifà la medesima verifica sul segnale binario V_D (blocco 104) e se è negativa (uscita

NO del blocco 104), allora la selezione del secondo stadio amplificatore 23b è corretta e l'algoritmo termina; altrimenti (uscita SI del blocco 104) viene selezionata l'uscita del terzo stadio amplificatore 23c (blocco 105) e poi l'algoritmo termina.

L'algoritmo della figura 4 fa riferimento all'esempio di tre stadi amplificatori 23a-23c. E' ovvio che nel caso di più di tre stadi amplificatori la parte finale dell'algoritmo va replicata per ciascuno stadio aggiuntivo.

Conclusa la regolazione del guadagno dei mezzi amplificatori 19 si esegue la regolazione della soglia VTH, che avviene secondo l'algoritmo descritto qui di seguito, per trovare un valore ottimale della soglia VTH. Inizialmente, la soglia VTH viene fissata ad un valore pari alla metà di un intervallo definito dalla dinamica massima consentita del segnale amplificato VA, cioè metà del valore VAM, in modo da definire un sottointervallo superiore e uno inferiore. Se il segnale somma VTS presenta dei valori inferiori ai corrispondenti valori del segnale amplificato filtrato VF, che significa che il valore di picco del segnale amplificato VA è maggiore della soglia VTH, allora la soglia VTH viene fissata ad un nuovo valore corrispondente al centro del sottointervallo superiore; altrimenti la soglia VTH viene fissata ad un nuovo valore

corrispondente al centro del sottointervallo inferiore. Si itera questa procedura fino a quando la soglia VTH si trovi sufficientemente vicina, a meno della risoluzione del convertitore DAC 22, al valore di picco del segnale amplificato VA. Il valore di soglia VTH da utilizzare per la ricostruzione dell'involucro del segnale ricevuto viene posto alla metà del valore di picco individuato.

Le procedure di regolazione del guadagno dei mezzi amplificatori 19 e della soglia di comparazione VTH presuppongono che il segnale ottico sia sempre presente in ricezione alla sonda 6. Per questo la stazione base 8 trasmette, prima di ogni messaggio, un preambolo di durata sufficiente, in modo tale che la sonda 6 possa tarare in modo sostanzialmente continuo la sua sezione di ricezione 14, cioè regolare il guadagno dei mezzi amplificatori 19 e la soglia di comparazione VTH a valori ottimali. In questo modo, la sonda 6 può adeguare la propria sensibilità ottica alla effettiva qualità del canale ottico. Inoltre, il microcontrollore 11 può utilizzare le regolazioni della sezione di ricezione 14 effettuate durante il preambolo per fare una stima della qualità del canale ottico, la stima venendo utilizzata per regolare l'alimentazione della sezione di trasmissione, in particolare la tensione di pilotaggio dei LED di trasmissione. Quindi, in presenza di

un canale ottico particolarmente robusto, per esempio quando la sonda 6 è molto vicina alla stazione base 8 o comunque è nella direzione di una ottima visibilità ottica, la sezione di trasmissione 15 può diminuire la corrente elettrica da alimentare ai LED 28 per ridurre l'intensità dei raggi infrarossi trasmessi, e quindi permettere alla sonda 6 di risparmiare potenza elettrica.

Con riferimento alla figura 5, il ricetrasmittitore remoto 12 della stazione base 8 comprende una sezione di ricezione 34 e una sezione di trasmissione 35. Le sezioni di ricezione 34 e trasmissione 35 hanno una struttura sostanzialmente digitale e comunicano direttamente con il microcontrollore 13 della stazione base 8. In particolare, come illustrato dall'esempio della figura 5, il ricetrasmittitore remoto 12 comprende un circuito integrato digitale, in particolare un dispositivo FPGA (Field Programmable Gate Array) 36 che implementa parte dei blocchi funzionali di entrambe le sezioni di ricezione 34 e trasmissione 35.

La stazione base 8 comprende, inoltre, una unità di alimentazione 37 collegabile ad una alimentazione elettrica esterna, per esempio la rete elettrica o alla alimentazione elettrica di bordo dalla macchina 1, per alimentare tutti i componenti elettrici ed elettronici della stazione base 8.

Le tensioni di alimentazione che si possono trovare nelle diverse applicazioni sono le più disparate e in alcuni casi impediscono di collegare il telaio del ricevitore al riferimento di massa dell'elettronica. Tale situazione è particolarmente deleteria per la suscettibilità ai disturbi elettrici che ne consegue, in quanto le inevitabili capacità parassite fra telaio e circuiti elettronici iniettano in questi ultimi i disturbi, quando essi consistono in rapide variazioni della differenza di potenziale fra telaio e riferimento di massa dei circuiti elettronici. La unità di alimentazione 37 comprende un convertitore isolato, in particolare un convertitore DC/DC flyback provvisto di una unità elettronica di controllo in grado di fornire le necessarie diverse tensioni di alimentazione ai componenti elettronici della stazione base 8. Il convertitore DC/DC flyback permette di isolare elettricamente l'alimentazione elettrica di bordo della macchina 1 da tutti i componenti elettronici della stazione base 8; è così possibile collegare il telaio della stazione base 8 direttamente alla massa dell'elettronica. In questo modo, la differenza di potenziale tra il telaio metallico esterno della stazione base 8 ed i componenti elettronici viene stabilmente annullata e quindi i disturbi elettrici indotti sui componenti elettronici dalle capacità parassite tra telaio

metallico ed i componenti vengono drasticamente ridotti.

La sezione di trasmissione 35 comprende uno o più LED 38 a raggi infrarossi, un blocco di trasmissione 40, il quale riceve, dal microcontrollore 13, un messaggio da trasmettere via etere alla sonda 6 e trasforma tale messaggio in un corrispondente segnale digitale di controllo dei LED, un convertitore DAC 39 controllato dal blocco di trasmissione 40 per fornire una tensione di pilotaggio dei LED e mezzi di pilotaggio di LED 39a, i quali comprendono un circuito di conversione tensione/corrente per trasformare la tensione di pilotaggio in una corrente di pilotaggio per i LED 38. Il blocco di trasmissione 40 è implementato nel dispositivo FPGA 36. Diversamente dalla sonda 6, la sezione di trasmissione 35 non comprende alcun circuito duplicatore di tensione in quanto, grazie alla unità di alimentazione 37 collegata alla alimentazione elettrica esterna, è disponibile una tensione di alimentazione dei LED sufficientemente alta. A parte questa differenza, la struttura della sezione di trasmissione 35 è analoga a quella della sezione di trasmissione 15 della sonda 6 illustrata nella figura 2, per permettere di regolare dinamicamente l'ampiezza dell'involuppo della tensione di pilotaggio dei LED allo scopo di ottimizzare il consumo di potenza elettrica della stazione base 8 nelle diverse fasi

di funzionamento e attenuare le componenti spettrali lontane dalla frequenza portante.

La sezione di ricezione 34 comprende dispositivi di ricezione con uno o più fotodiodi 41 a raggi infrarossi, che sono collegati in parallelo tra di loro e polarizzati inversamente, e mezzi di elaborazione con mezzi amplificatori 42 per amplificare il segnale fornito dai fotodiodi 41 e fornire un segnale ricevuto amplificato VAB e una unità di conversione e filtraggio 43 collegata all'uscita dei mezzi amplificatori 42 per fornire un corrispondente segnale amplificato digitale VDB codificato con un numero elevato di bit, per esempio 24 bit. La unità di conversione e filtraggio 43 è costituita da un componente integrato che comprende, in cascata, un convertitore ADC sigma-delta 44 e un filtro passa banda 45 sintonizzabile sulla frequenza desiderata della portante impulsiva. Il convertitore sigma-delta 44 ha una uscita digitale codificata con un numero elevato di bit e il filtro passa banda 45 è un filtro FIR (Finite Impulse Response). Secondo l'esempio illustrato nella figura 5, l'uscita del convertitore sigma-delta 44 è codificata a 24 bit e il filtro passa banda 45 è un filtro del 95-esimo ordine (96 taps). La risposta del filtro passa banda 45 è configurabile modificando il valore dei coefficienti del filtro. La

selezione della frequenza della portante impulsiva, e quindi del canale di comunicazione tra la stazione base 8 e la sonda 6, è effettuabile attraverso la scrittura dei registri interni del filtro passa banda 45. In particolare, il dispositivo FPGA 36 è atto a sintonizzare il filtro passa banda 45 sul canale di comunicazione desiderato su comando del microcontrollore 13.

La sezione di ricezione 34 comprende, inoltre, un blocco raddrizzatore 46, il quale è collegato all'uscita della unità di conversione e filtraggio 43 per raddrizzare il segnale digitale VDB mediante una operazione di valore assoluto e fornire un corrispondente segnale raddrizzato VRB, un filtro passa basso 47, il quale è costituito, per esempio, da un filtro IIR collegato all'uscita del blocco raddrizzatore 46 per fornire un corrispondente segnale raddrizzato filtrato VFB, un blocco generatore di soglia 48 per calcolare una soglia di comparazione VTB in funzione del segnale raddrizzato filtrato VFB, e un blocco comparatore 49 per determinare, in funzione del confronto tra il segnale raddrizzato filtrato VFB e la soglia VTB, un segnale di uscita corrispondente all'inviluppo in banda base del segnale ricevuto dalla stazione base 8, cioè il segnale ricevuto depurato dalla portate impulsiva. L'inviluppo in banda base fornito dal blocco comparatore 49, o segnale di

uscita, è indicato, nella figura 5, con VIB. La sezione di ricezione 34 comprende, infine, un blocco di ricezione 50 per trasformare l'involuppo in banda base VIB in un corrispondente messaggio binario ricevuto MSG, che viene comunicato al microcontrollore 13. In particolare, il blocco 50 comprende registri, che vengono letti dal microcontrollore 13, e implementa uno o più algoritmi per scrivere il messaggio binario ricevuto MSG su tali registri e verificarne la validità. Il blocco raddrizzatore 46, il filtro passa basso 47, il blocco generatore di soglia 48, il blocco comparatore 49 e il blocco di ricezione 50 sono implementati nel dispositivo FPGA 36.

Il blocco generatore di soglia 48 implementa, e quindi comprende, un rivelatore di picco (non illustrato) con tempi di salita più brevi dei tempi di discesa per generare un segnale di picco che insegue il picco del segnale raddrizzato filtrato VFB e un blocco attenuatore (non illustrato) per generare la soglia VTB riducendo l'ampiezza di tale segnale di picco di circa il 50%. La soglia VTB così ottenuta insegue il picco del segnale raddrizzato filtrato VFB, e quindi si adatta alla potenza del segnale ottico ricevuto dalla sezione di ricezione 34.

Secondo una ulteriore forma di attuazione della invenzione, la portante impulsiva a raggi infrarossi

trasmessa per lo scambio di messaggi tra la sonda 6 e la stazione base 8 è modulata in frequenza da messaggi binari. Per esempio, a ciascun bit a livello logico alto corrisponde una frequenza pari a 450 kHz e a ciascun bit a livello logico basso corrisponde una frequenza pari a 100 kHz. Nel caso di più canali di comunicazione, la frequenza della portante impulsiva per la trasmissione di un bit a livello logico alto è selezionabile all'interno di un insieme di più valori comprendente, per esempio, 350 kHz, 450 kHz e 570 kHz, mentre a ciascun bit a livello logico basso corrisponde la frequenza di 100 kHz. Questa forma di attuazione differisce, da quelle illustrate nelle figure 2 e 5, essenzialmente per la logica di funzionamento della parte del dispositivo FPGA che genera la tensione di pilotaggio dei LED.

Secondo una ulteriore forma di attuazione della invenzione, la portante impulsiva a raggi infrarossi trasmessa è modulata in fase, per esempio associando uno sfasamento pari 0° della portante impulsiva a ciascun bit a livello logico alto e uno sfasamento pari a 180° a ciascun bit a livello logico basso.

Secondo un ulteriore aspetto dell'invenzione, viene fornito un protocollo di comunicazione tra la sonda 6 e la stazione base 8, ossia un metodo per comunicare messaggi tra

la sonda 6 e la stazione base 8.

Il protocollo di comunicazione prevede una fase iniziale di programmazione della sonda 6, che comprende lo scambio bidirezionale e non simultaneo di messaggi tra la stazione base 8 e la sonda 6 allo scopo di configurare una serie di parametri della sonda 6, per esempio la frequenza del canale di comunicazione, un timer di spegnimento, ecc.

Terminata la fase di programmazione, la sonda 6 si pone in uno stato di attesa ("standby state"), in cui trasmette periodicamente un segnale faro ("beacon signal") per segnalare alla stazione base 8 la sua disponibilità alla attivazione.

La stazione base 8, quando decide di attivare la sonda 6, risponde al segnale faro trasmettendo un messaggio di conferma di attivazione ("activation acknowledge"). La sonda 6 a sua volta risponde trasmettendo un messaggio di identificazione contenente l'identificativo della sonda 6. A questo punto, la stazione base 8 ordina alla sonda 6 di commutare nello stato di ciclo ("operating state"), trasmettendo un opportuno messaggio di comando di ciclo, e si mette in ascolto di messaggi trasmessi dalla sonda 6.

I messaggi trasmessi dalla sonda 6 nello stato di ciclo comprendono messaggi di stato e messaggi di variazione. I messaggi di stato comprendono informazioni sullo stato del

dispositivo di rilevamento 9a e/o informazioni sullo stato della batteria della unità di alimentazione 32. In particolare, in assenza di tocco tra il tastatore 9 e il pezzo meccanico 2, la sonda trasmette periodicamente messaggi di stato, alternando, per esempio quattro successivi messaggi di stato di tastatore a un messaggio di stato di batteria. La stazione base 8, immediatamente dopo avere ricevuto un messaggio di stato di batteria, trasmette una messaggio di conferma di ricezione. Invece, quando si verificano eventi di tocco e di distacco, cioè quando il tastatore 9 inizia a toccare il pezzo meccanico 2 e, rispettivamente, termina di toccare il pezzo meccanico 2, la sonda 6 trasmette, il prima possibile, o comunque con un ritardo ripetibile, una sequenza di due messaggi di variazione. La stazione base 8, immediatamente dopo avere ricevuto i due messaggi di variazione, trasmette l'informazione alla unità di controllo numerico 4. I ritardi con cui vengono ripetuti i messaggi di variazione possono essere differenziati in funzione del canale di comunicazione (portante impulsiva) usato. Tale accorgimento consente di minimizzare la probabilità che più messaggi di variazione siano trasmessi simultaneamente da diverse sonde 6 funzionanti simultaneamente con diverse portanti impulsive. Infatti la collisione di messaggi di variazione trasmessi da

più sonde 6 potrebbe causare seri malfunzionamenti in casi particolarmente sfavorevoli, per esempio quando il segnale utile viene ricevuto molto debolmente e segnali interferenti su canali adiacenti vengono ricevuti con forte intensità.

Inoltre, come anticipato in precedenza, il protocollo di comunicazione tra la sonda 6 e la stazione base 8 prevede che la stazione base 8 trasmetta, immediatamente prima di ogni messaggio, un rispettivo preambolo di durata sufficiente tale per cui la sonda 6 possa tarare la sua sezione di ricezione 14.

La figura 6 illustra la sezione di ricezione del ricetrasmittitore remoto 12 della stazione base 8 secondo una ulteriore forma di attuazione dell'invenzione, in cui gli elementi corrispondenti sono indicati con gli stessi numeri e sigle della figura 5. Secondo tale forma di attuazione, la sezione di ricezione del ricetrasmittitore remoto 12 ha una struttura sostanzialmente analogica e comprende mezzi di elaborazione con uno stadio ricevitore 51 di tipo omodina, cioè del tipo a conversione di frequenza, collegato all'uscita dei dispositivi di ricezione, in particolare dei mezzi amplificatori 42, per fornire il segnale raddrizzato filtrato VFB che rappresenta un segnale di ingresso elaborato, e uno stadio squadratore formatore di impulsi digitali 52 collegato all'uscita dello stadio

ricevitore 51 per fornire l'inviluppo in banda base VIB del segnale ricevuto dalla stazione base 8.

Con riferimento alla figura 6, lo stadio ricevitore 51 del tipo a conversione di frequenza comprende un oscillatore locale 53 per generare un primo segnale di riferimento V01 avente nominalmente la stessa frequenza della portante impulsiva del segnale ricevuto, uno sfasatore 54 alimentato dall'oscillatore 53 per generare un secondo segnale di riferimento V02 in quadratura con l'altro segnale di riferimento V01, due miscelatori non lineari 55 costituiti, per esempio, da rispettivi moltiplicatori per miscelare separatamente ciascuno dei segnali di riferimento V01 e V02 con il segnale ricevuto amplificato VAB e due filtri passa basso 56 identici collegati, ciascuno, all'uscita di un rispettivo miscelatore 55 per fornire due rispettivi segnali in banda base VBB1 e VBB2. L'ampiezza dei segnali VBB1 e VBB2 è proporzionale al prodotto dell'inviluppo in banda base del segnale ricevuto moltiplicato per il seno e, rispettivamente, il coseno di una stessa quantità, la quale è funzione della inevitabile differenza di frequenza e di fase tra la portante impulsiva del segnale ricevuto e il segnale di riferimento V01, dato che essi non sono fra loro sincronizzati.

Lo stadio ricevitore 51 comprende, inoltre, un circuito

rivelatore 57, il quale riceve i due segnali VBB1 e VBB2 e fornisce il segnale raddrizzato filtrato VFB. Lo stadio ricevitore 51 permette una sintonizzazione precisa sulle diverse portanti impulsive senza dovere modificare i parametri dei filtri, grazie all'utilizzo dell'oscillatore locale 53, la cui frequenza è programmabile con precisione da logica. Allo stesso tempo, lo stadio ricevitore 51 è una soluzione più semplice ed economica di quella digitale della figura 5. Infatti, il segnale di riferimento V01 è comunque già disponibile, perché viene utilizzato dalla sezione di trasmissione della stazione base 8 per generare i segnali da trasmettere alla sonda 6, senza la necessità di ulteriori complicazioni circuitali per la sua sintesi. Inoltre, lo stadio ricevitore 51 produce un filtraggio passa banda centrato sulla portante impulsiva con prestazioni equivalenti a quelle della soluzione digitale della figura 5, pur impiegando filtri passa basso 56 di ordine non particolarmente elevato a paragone della complessità del filtro passa banda 45 della fig. 5.

La figura 7 illustra lo schema circuitale di principio del circuito rivelatore 57, il quale comprende due raddrizzatori attivi ad onda intera 58, i quali ricevono rispettivamente i segnali VBB1 e VBB2 ed hanno le uscite collegate, tramite due rispettive resistenze 59 identiche

tra loro, ad unico terminale di uscita 60 per fornire il segnale raddrizzato filtrato VFB.

Ciascun raddrizzatore attivo 58 comprende un rispettivo amplificatore operazionale configurato come raddrizzatore a semionda invertente, indicato con 61, e un rispettivo amplificatore operazionale configurato come raddrizzatore a semionda non invertente, indicato con 62. Ciascun raddrizzatore a semionda 61, 62 comprende un rispettivo primo diodo 63a, 64a collegato in retroazione al rispettivo amplificatore operazionale 61a, 62a, cioè collegato con l'anodo e il catodo rispettivamente all'ingresso invertente e all'uscita dell'amplificatore operazionale 61a, 62a, e un secondo diodo 63b, 64b collegato in uscita al rispettivo amplificatore operazionale 61a, 62a, cioè collegato con l'anodo e il catodo rispettivamente all'uscita dell'amplificatore operazionale 61a, 62a e alla relativa resistenza 59. Ciascun raddrizzatore a semionda invertente 61 comprende una prima resistenza 65a collegata in serie all'ingresso invertente del rispettivo amplificatore operazionale 61a e una seconda resistenza 65b collegata in retroazione al rispettivo amplificatore operazionale 61a, e in particolare tra l'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale 61a e il catodo del relativo diodo 63b. Le resistenze 65a e 65b hanno lo stesso valore ohmico R_1 .

Ciascun raddrizzatore a semionda non invertente 62 comprende una rispettiva resistenza 66 collegata in retroazione al rispettivo amplificatore operazionale 62a, e in particolare tra l'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale 62a e il catodo del relativo diodo 64b. Le resistenze 66 hanno un valore R_2 molto maggiore rispetto al valore R_1 , per esempio maggiore o uguale a $R_1 \cdot 10$. Vantaggiosamente, il valore di R_2 è pari a $R_1 \cdot 100$. Le resistenze 59 hanno un valore ohmico pari a $R_1/\sqrt{2}$: si può dimostrare che questa condizione ottimizza le prestazioni del circuito .

Il circuito rivelatore 57 sopra descritto è una soluzione circuitale più semplice di quella teorica nota, che consisterebbe nell'estrarre la radice quadrata della somma dei quadrati dei segnali V_{BB1} e V_{BB2} e che risulterebbe, quindi, onerosa anche in conseguenza della notevole variabilità dell'intensità dei segnali ricevuti. Il risvolto negativo della semplificazione circuitale è che il segnale raddrizzato filtrato V_{FB} fornito dal circuito rivelatore 57 è affetto da una oscillazione residua che ha una ampiezza circa pari all'8% dell'ampiezza complessiva del segnale medesimo e una frequenza pari a otto volte la differenza di frequenza tra la portante impulsiva del segnale ricevuto e il segnale di riferimento V_{O1} . Tuttavia, l'oscillazione residua è tollerabile in cambio della

semplicità del circuito rivelatore 57, grazie anche alla presenza del successivo stadio formatore di impulsi digitali 52.

La figura 8 illustra uno schema a blocchi dello stadio formatore di impulsi 52, il quale comprende un amplificatore 67, di tipo invertente, ad elevata impedenza di ingresso (per non turbare il funzionamento del precedente circuito rivelatore 57) e con risposta in frequenza di tipo passa alto per amplificare il segnale raddrizzato filtrato VFB e fornire un corrispondente segnale amplificato VFAB che pure rappresenta un segnale di ingresso elaborato, una sezione di controllo con un blocco di generazione e controllo di soglia 68 per generare e controllare, in funzione del segnale amplificato VFAB, un segnale di riferimento o soglia di comparazione VTHB, e una sezione di comparazione, o blocco comparatore 69 per determinare l'involuppo in banda base, o segnale di uscita, VIB sulla base di un confronto tra il segnale amplificato VFAB e la soglia di comparazione VTHB. In alternativa al segnale amplificato VFAB, e con un opportuno dimensionamento del circuito rivelatore 57 e/o dei circuiti del blocco di generazione e controllo di soglia 68, il segnale raddrizzato filtrato VFB può essere direttamente inviato all'ingresso della sezione di comparazione 69 e del blocco di generazione e controllo di soglia 68.

Il blocco di generazione e controllo di soglia 68 comprende un circuito generatore di soglia 72 e circuiti 70, 71 di controllo automatico della differenza di ampiezza fra i segnali di ingresso elaborato VFB o VFAB e il segnale di riferimento VTHB, in particolare un circuito rivelatore 70 per generare, in funzione del segnale amplificato VFAB, un segnale VU indicativo del picco del segnale amplificato VFAB, e un circuito discriminatore 71 per generare, in funzione del segnale amplificato VFAB, un segnale VN indicativo del disturbo sovrapposto al segnale utile trasmesso dalla sonda 6. Il circuito generatore di soglia 72 genera la soglia VTHB, e la modifica dinamicamente e temporaneamente, in funzione dei segnali VU e VN. Il blocco di generazione e controllo di soglia 68 comprende, inoltre, un modulo programmabile 73 per memorizzare informazioni relative alla particolare applicazione in cui viene usato il sistema di controllo 3. Il circuito generatore di soglia 72 determina la soglia di comparazione VTHB anche in funzione delle informazioni contenute nel modulo programmabile 73. I circuiti 70, 71, 72 e il modulo 73 realizzano un controllo automatico di sensibilità di ricezione del ricetrasmittitore remoto 12 riducendone automaticamente la sensibilità di ricezione in base a caratteristiche del segnale di ingresso elaborato VFAB (o VFB), in particolare regolando in modo

automatico la soglia di comparazione VTHB.

Il blocco comparatore 69, i circuiti 70, 71, 72 e il modulo 73 sono di tipo analogo a quelli descritti nel brevetto US 7,350,307 B2 della stessa richiedente. Tuttavia la presente invenzione si differenzia dalla soluzione descritta nel brevetto US 7,350,307 B2 per il fatto che lo stadio squadratore 52 comprende un circuito 74 per inibire l'applicazione del segnale VFAB al circuito discriminatore 71 quando l'uscita VIB del blocco comparatore 69 è a livello logico alto, cioè quando il segnale amplificato VFAB supera, in valore assoluto, la soglia VTHB. Il circuito 74 comprende una porta di trasmissione analogica, con comando logico, schematizzata, in figura, da un interruttore comandato, la quale ha un primo ingresso ricevente il segnale VFAB, un secondo ingresso ricevente il segnale di uscita del blocco comparatore 69 (VIB) e una uscita che fornisce il corrispondente risultato al circuito discriminatore 71, cioè fornisce il segnale VFAB soltanto quando l'uscita del blocco comparatore 69 è a livello logico basso.

Lo scopo del circuito 74, o circuito inibitore, è di inibire l'effetto del circuito discriminatore 71 sul controllo della soglia VTHB in base a caratteristiche del segnale di uscita, in particolare in presenza del segnale utile. Infatti, per migliorare l'immunità ai disturbi, la

banda del segnale utile trasmesso, in questo caso dalla sonda 6, deve essere piuttosto stretta attorno alla portante impulsiva per consentire ai filtri passa basso 56 dello stadio ricevitore 51 di eliminare i segnali di disturbo. Siccome la larghezza di banda del segnale utile è inversamente proporzionale alla durata dei pacchetti di impulsi che corrispondono a un bit dei messaggi binari (segnale utile), allora necessariamente la durata dei pacchetti di impulsi non potrà scendere al di sotto di un certo valore. Dunque, la lunghezza dei bit dei messaggi binari nel caso di utilizzo di portante impulsiva deve essere maggiore di quella dei messaggi binari in assenza di portante impulsiva. La lunghezza maggiore dei bit farebbe agire la parte di controllo automatico di sensibilità generata dal circuito discriminatore 71, anche in assenza di disturbi, causando così un'indesiderata, seppure lieve, riduzione di sensibilità. Di qui la necessità di inibire il circuito discriminatore 71 in presenza del segnale utile, per ottimizzare le prestazioni.

La figura 9 illustra una ulteriore forma di attuazione dello stadio formatore di impulsi 52, il quale comprende un invertitore di fase 112, che genera il segnale raddrizzato filtrato invertito VFBN, disegnato qui per motivi di congruenza con i segnali delle altre figure, ma la cui

funzione può essere ottenuta semplicemente invertendo la polarità di tutti i diodi del circuito rivelatore 57, un filtro passa alto 75 costituito, per esempio, da una capacità in serie ad una resistenza, per attenuare le componenti a bassa frequenza dei disturbi, uno stadio amplificatore a guadagno variabile 76, alla cui uscita è disponibile il segnale VFAB, uno stadio amplificatore non lineare 77 collegato all'uscita dello stadio amplificatore 76 per amplificare i segnali meno intensi e comprimere i segnali più intensi, una sezione di comparazione con un comparatore con isteresi 78 per determinare l'involuppo in banda base VIB sulla base del confronto tra un segnale di ingresso elaborato VAN generato dallo stadio amplificatore non lineare 77 e una soglia di comparazione VTH1 fissa che rappresenta segnali di riferimento, e una sezione di controllo con un circuito di controllo 79 per generare, in funzione del segnale VAN, un segnale di controllo VC atto a controllare il guadagno dello stadio amplificatore 76. La soglia di comparazione VTH1 è costituita da una sorgente di tensione continua avente il terminale negativo collegato all'ingresso non invertente del comparatore 78 e il terminale positivo collegato a massa. Il comparatore 78 ha una larghezza di isteresi pari a qualche decina di millivolt e pari a circa il doppio del valore assoluto della tensione

di soglia VTH1. Lo stadio amplificatore non lineare 77 amplifica i piccoli segnali affinché diventino sufficientemente maggiori degli errori di offset dei successivi comparatori e comprime i segnali più intensi per evitare problemi dovuti alla propria saturazione. Esso comprende un amplificatore operazionale 101 configurato come amplificatore invertente, in cui il segnale viene applicato tramite la resistenza 105, connessa fra l'uscita dell'amplificatore operazionale 80 e l'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale 101, la cui rete di retroazione comprende tre rami collegati in parallelo: il primo ramo comprende una resistenza 102; il secondo ramo comprende un diodo 103 con l'anodo e il catodo collegati rispettivamente all'uscita e all'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale 101; e il terzo ramo comprende un diodo 104 e una resistenza 106 collegati in serie tra loro. In particolare, il diodo 104 ha il catodo collegato all'uscita dell'amplificatore operazionale 101 e l'anodo collegato a un terminale della resistenza 106. La rete di retroazione comprende, inoltre, una resistenza 107 in serie ad una capacità 108 collegate tra l'anodo del diodo 104 e massa.

Qui di seguito viene descritto il funzionamento dello stadio formatore di impulsi 52 della figura 9, con

riferimento alle forme d'onda delle figure 14 e 15, relative rispettivamente alle situazioni di segnale utile ricevuto debole e forte. In uso, il segnale raddrizzato filtrato invertito VFBN presenta una serie di impulsi di polarità negativa seguiti, ciascuno, da una rispettiva coda di oscillazioni di ampiezza decrescente (transitorie), che sono indesiderate ed inevitabili, in quanto sono dovute al filtraggio piuttosto ripido effettuato dai filtri passa basso 56 dello stadio ricevitore 51 (figura 6). Il filtro passa alto 75 filtra il segnale VFBN per rimuovere eventuali componenti di disturbo a bassa frequenza. Il filtro passa alto trasforma ciascun impulso del segnale VFBN in due impulsi consecutivi di polarità opposta, seguiti dalla relativa coda di oscillazioni.

Quando il segnale VFB ha una ampiezza sufficientemente piccola, cioè tale da non portare in conduzione i diodi 103 e 104, lo stadio amplificatore 77 amplifica linearmente il segnale VFAB, con un fattore di amplificazione pari al rapporto tra le resistenze 102 e 105, e ne inverte la fase, quindi il segnale VAN assume la forma di due impulsi consecutivi, il primo di polarità negativa ed il secondo di polarità positiva, seguiti dalle relative code di oscillazioni transitorie. Questo fattore di amplificazione è tale da rendere i più piccoli valori di ampiezza ricevibili

del segnale VFB sufficientemente maggiori degli errori di offset dei comparatori 78 e 86, in modo che questi ultimi possano funzionare in modo ottimale. In queste condizioni, il comparatore 78 ricostruisce correttamente l'involuppo in banda base VIB senza che le code di oscillazioni di ampiezza decrescente riescano a farlo commutare, generando così impulsi indesiderati.

All'aumentare dei valori di ampiezza del segnale VFB, il diodo 104 si porta in conduzione in corrispondenza dei picchi positivi di VFAB e chiude il terzo ramo della rete di retroazione attraverso la resistenza 106, causando così una riduzione del fattore di amplificazione. Per esempio, il fattore di amplificazione viene diviso per dieci. Ciò consente di prevenire eventuali inconvenienti dovuti ad una improvvisa saturazione dell'amplificatore operazionale 101. Inoltre, quando il diodo 104 si porta in conduzione, il condensatore 108 si carica, con polarità negativa, attraverso la resistenza 107 in modo tale che, terminato l'impulso utile del segnale VFB, venga estratta, per un certo tempo, una opportuna corrente, assorbita dal condensatore 108 durante la sua scarica, dall'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale 101, col risultato di fare spostare verso potenziali più alti il livello del segnale VAN per un certo periodo di tempo,

durante il quale sono presenti le code transitorie del segnale VFB. Tuttavia, non appena il potenziale del segnale VAN raggiunge la tensione di soglia del diodo 103, quest'ultimo entra in conduzione provocando una forte riduzione, ed in particolare un sostanziale azzeramento, del fattore di amplificazione dello stadio amplificatore 77, e quindi impedendo ulteriori aumenti del segnale VAN. Le code di oscillazioni che seguono ciascun impulso del segnale VFB vengono, quindi, praticamente soppresse. Anche in questo caso, il comparatore 78 ricostruisce correttamente l'inviluppo in banda base VIB senza che le code di oscillazioni generino impulsi indesiderati.

Lo stadio amplificatore 76 comprende un amplificatore operazionale 80 configurato come amplificatore invertente, la cui rete di retroazione comprende una resistenza 81 collegata tra l'ingresso invertente e l'uscita dell'amplificatore operazionale 80 e un transistor FET a canale N 82 collegato con i terminali di drain e source in parallelo alla resistenza 81. L'amplificatore operazionale 80 è alimentato con una tensione duale e il suo ingresso non invertente è collegato a massa. La rete di polarizzazione del gate comprende una coppia di resistenze 83 e 85 di uguale valore ohmico R. La resistenza 83 è collegata tra il gate del FET 82 e l'ingresso non invertente, che, come si è

detto, è collegato a massa, e la resistenza 85 è collegata tra il gate del FET 82 e l'uscita dell'amplificatore operazionale 80. Lo stadio amplificatore 76 comprende, inoltre, un pozzo di corrente 84 collegato tra il gate del FET 82 e massa e comandato dal segnale di controllo VC. Il pozzo di corrente 84 è atto ad assorbire una corrente I avente una intensità che decresce al crescere dell'ampiezza del segnale di controllo VC. In particolare, la corrente I è pari ad una corrente massima I_0 quando il segnale di controllo VC è nullo, mentre diminuisce progressivamente, fino ad annullarsi, al crescere della ampiezza del segnale di controllo VC fino al suo valore massimo. L'uguaglianza dei valori ohmici delle resistenze 83 e 85 ed il fatto che la tensione fra i due ingressi dell'amplificatore operazionale 80 possa essere considerata praticamente nulla fanno sì che la tensione gate-source del FET 82 abbia una componente pari alla metà della tensione drain-source e da ciò consegue che la resistenza di canale del FET 82 sia lineare, almeno nella sua "regione triodo", come si potrebbe facilmente dimostrare. In altre parole, il valore ohmico R e la corrente massima I_0 sono dimensionati in modo tale che si verifichi quanto segue.

Quando il segnale di controllo VC è nullo, la corrente massima I_0 provoca una caduta di tensione sulle resistenze

83 e 85 tale da rendere la tensione gate-source abbastanza negativa da interdire il FET 82. In questa situazione lo stadio amplificatore a guadagno variabile 76 lavora al suo massimo guadagno. Quando, invece, l'ampiezza del segnale di controllo VC aumenta, il potenziale di gate viene progressivamente incrementato provocando la graduale accensione del FET 82 e quindi la graduale riduzione della sua resistenza di canale. Di conseguenza, c'è una graduale riduzione del guadagno dello stadio amplificatore 76. Come si è detto, la resistenza 83, che deve essere sottoposta alla differenza di potenziale fra gate e source del FET, non risulta collegata al source, ma alla massa: dato che, grazie all'azione dell'amplificatore operazionale, il potenziale di source può essere ritenuto pure esso pari a quello di massa, il pilotaggio del gate avviene come previsto e si evita di iniettare parte del segnale di controllo sul segnale da elaborare, come avverrebbe se la resistenza fosse connessa al source del FET e di conseguenza anche all'ingresso invertente dell'operazionale 80.

Il circuito di controllo 79 comprende un comparatore 86 per determinare un segnale impulsivo VP sulla base del confronto tra il segnale VAN e una soglia di comparazione VTH2 pari a una frazione della soglia VTH1. La soglia VTH2 è determinata da un partitore di tensione 87 alimentato da

VTH1 ed ha valore dell'ordine, tipicamente, di $1/3$ o $1/2$ di VTH1. Il circuito di controllo 79 comprende un filtro passa basso 88 per determinare un segnale VPM indicativo del valor medio del segnale impulsivo VP e un comparatore-amplificatore 89 seguito da un diodo 90 per determinare il segnale di controllo VC sulla base di un confronto tra il segnale VPM e una terza soglia di comparazione VTH3 positiva collegata tra l'ingresso invertente del comparatore-amplificatore 89 e massa.

Il filtro passo basso 88 è costituito, per esempio, da un filtro ad un polo avente una costante di tempo relativamente grande rispetto ai segnali utili. Per esempio, la costante di tempo del filtro passa basso 88 è pari a 100 ms. L'insieme formato da comparatore-amplificatore 89, soglia VTH3, diodo 90 e pozzo di corrente 84 è costituito, per esempio, da un singolo transistor BJT configurato ad emettitore comune. In questo caso, la soglia VTH3 è definita dalla tensione di soglia base-emettitore del transistor BJT.

Il circuito di controllo 79 comprende, inoltre, un circuito inibitore 91 per inibire il contributo alla riduzione di guadagno dello stadio amplificatore 76 dei segnali di ampiezza tale da fare commutare entrambi i comparatori 78 e 86. Il circuito inibitore 91 comprende una

porta AND 92, la quale ha un primo ingresso ricevente il segnale impulsivo VP, un secondo ingresso negato, tramite una porta NOT 93, ricevente il segnale di uscita del comparatore con isteresi 78 (VIB) e una uscita che fornisce il corrispondente risultato logico al filtro passa basso 88. Le porte logiche 92 e 93 sono costituite, per esempio, da semplici stadi a transistori bipolari opportunamente configurati. Il funzionamento del circuito 79 si basa pure esso sul fatto che il segnale utile ha duty-cycle molto inferiore (per esempio, circa 1%) a quello del fondo di disturbo e quindi il suo contributo al duty-cycle del segnale VP sarà modesto in relazione a quello dei disturbi. Inoltre, il circuito inibitore 91 fa sì che il segnale utile, se sufficientemente intenso da fare commutare il comparatore 78, non fornisca alcun contributo alla riduzione di sensibilità ottica, e che i segnali di disturbo, che, a causa della loro distribuzione di ampiezza generalmente irregolare, avranno con alta probabilità componenti di ampiezza tale da fare commutare il comparatore 86, ma non il comparatore 78, provochino l'incremento di VC e la conseguente riduzione del guadagno dell'amplificatore 76 fino al punto in cui l'ampiezza di picco del segnale VAN dovuta ai disturbi superi di poco VTH2 e quindi non raggiunga VTH1, effettuando quindi un corretto controllo

automatico della sensibilità ottica della stazione base 8 per adeguarsi in modo ottimale all'intensità dei disturbi ricevuti e ricostruire correttamente i segnali utili, ovviamente se ricevuti con ampiezza sufficiente.

Dunque, la sezione di controllo con il circuito di controllo 79 realizza un controllo automatico di sensibilità riducendo automaticamente la sensibilità di ricezione in base a caratteristiche del segnale di ingresso elaborato VAN, in particolare variando il guadagno dello stadio amplificatore 76, in cui i disturbi di fondo non vengono amplificati abbastanza da poter superare la soglia VTH1 e quindi non generano segnali logici spuri nell'inviluppo in banda base VIB (uscita del comparatore con isteresi 78). In assenza del circuito inibitore 91, che inibisce il controllo automatico di sensibilità in base a caratteristiche del segnale di uscita VIB, anche il segnale utile potrebbe generare una riduzione di sensibilità (riduzione del guadagno dello stadio amplificatore 76) che, in certi casi in cui il segnale utile sia ricevuto molto debolmente, potrebbe provocare una errata ricostruzione dell'inviluppo in banda base del segnale ricevuto. Tuttavia, come si è detto, il segnale utile ha normalmente un duty-cycle molto più basso di quello dei segnali di disturbo, e quindi verosimilmente il segnale utile determinerebbe una riduzione

di sensibilità sufficientemente piccola da permettere che il segnale utile stesso superi comunque la soglia VTH1 e che l'involuppo in banda base del segnale ricevuto venga ricostruito correttamente. Dunque, secondo una ulteriore forma di attuazione non illustrata della presente invenzione, il circuito di controllo 79 è privo del circuito inibitore 91 e il segnale impulsivo VP è condotto direttamente al filtro passa basso 88.

Secondo una ulteriore forma di attuazione illustrata, a livello di principio, nella figura 10, in cui gli elementi corrispondenti sono indicati con gli stessi numeri e sigle della figura 9, ed in cui lo stadio amplificatore non lineare 77 è mostrato, per semplicità, come un unico blocco, il circuito inibitore 91 comprende ulteriormente una resistenza 94 collegata tra l'uscita del comparatore 86 e l'ingresso del filtro passa basso 88 e un'ulteriore resistenza 95 collegata tra l'uscita della porta AND 92 e l'ingresso del filtro passa basso 88. Il rapporto tra la resistenze 94 e 95 è tale da determinare una inibizione soltanto parziale della riduzione di guadagno dello stadio amplificatore 76 quando l'ampiezza di picco del segnale VAN supera VTH1. Questa inibizione parziale permette di evitare che nell'eventuale caso, presumibilmente raro, di apparizione improvvisa di particolari tipi di segnali di

disturbo, aventi una distribuzione di ampiezza sufficientemente regolare, cioè sostanzialmente priva di valori intermedi di ampiezza, e valori di ampiezza sufficientemente elevati, tali da fare commutare sempre entrambi i comparatori 78 e 86, la desiderata riduzione di guadagno non avvenga, non permettendo quindi la corretta ricostruzione dell'involuppo in banda base del segnale ricevuto.

Secondo una ulteriore forma di attuazione illustrata nella figura 11, in cui gli elementi corrispondenti sono indicati con gli stessi numeri e sigle delle figure 9 e/o figura 10, lo stadio formatore di impulsi 52 differisce dalla forma di attuazione della figura 10 per i seguenti aspetti.

Lo stadio formatore di impulsi 52 è privo dello stadio amplificatore a guadagno variabile 76 della figura 10 e il filtro passa alto 75 è collegato direttamente all'ingresso dello stadio amplificatore non lineare 77. Nelle figure 16 e 17 sono visualizzate le principali forme d'onda nei casi di segnale utile ricevuto rispettivamente debole e forte. Lo stadio formatore di impulsi 52 comprende un condensatore 96 collegato tra l'uscita dello stadio amplificatore non lineare 77 e l'ingresso invertente del comparatore 78, per disaccoppiare le componenti di segnale continue tra lo

stadio amplificatore non lineare 77 ed i comparatori 78 e 86, e un condensatore 97 collegato tra l'ingresso invertente del comparatore 78 e l'ingresso invertente del comparatore 86. I condensatori 96 e 97 hanno reattanza trascurabile alle frequenze del segnale VAN fornito dallo stadio amplificatore non lineare 77. Di conseguenza, segnali VANS1 e VANS2, rispettivamente sugli ingressi invertenti dei comparatori 78 e 86, contengono una componente pari al segnale VAN con ampiezza pressoché inalterata. Lo stadio formatore di impulsi 52 comprende, inoltre, un partitore di tensione costituito da una resistenza 98 collegata tra gli ingressi invertenti dei comparatori 78 e 86 e da una resistenza 99 collegata in serie alla resistenza 98, tra l'ingresso invertente del comparatore 86 e massa. Nella sezione di controllo, il circuito di controllo 79 comprende, al posto del pozzo di corrente 84 della figura 10, una sorgente di corrente 100, la quale è collegata tra l'ingresso invertente del comparatore 78 e massa ed è comandata dal segnale di controllo VC per generare un offset di tensione regolabile che si somma al segnale VAN, generando così i segnali VANS1 e VANS2. I comparatori 78 e 86 hanno gli ingressi non invertenti collegati direttamente a massa, cioè le soglie di comparazione VTH1 e VTH2 sono entrambe nulle.

La corrente I generata dalla sorgente di corrente 100

circola sostanzialmente solo nel partitore di tensione 98, 99, generando una corrispondente caduta di tensione ai capi del partitore di tensione 98, 99 che carica le capacità 96 e 97, poiché la corrente I , modulata dal segnale di controllo VC , è costante o lentamente variabile a causa del filtraggio operato dal filtro 88. La caduta di tensione sull'intero partitore di tensione 98, 99 definisce un primo offset di tensione $VOFF1$ che si somma al segnale amplificato VAN e fornisce il segnale $VANS1$ in corrispondenza dell'ingresso invertente del comparatore 78. La caduta di tensione sulla resistenza 99 definisce un secondo offset di tensione $VOFF2$ che è una frazione dell'offset di tensione $VOFF1$ e che si somma al segnale amplificato VAN , quest'ultimo con ampiezza originaria, grazie alla presenza del condensatore 97 che gli oppone reattanza trascurabile, e fornisce il segnale $VANS2$ in corrispondenza dell'ingresso invertente del comparatore 86. Per esempio, le resistenze 98 e 99 hanno lo stesso valore ohmico e, dunque, l'offset di tensione $VOFF2$ è pari a metà dell'offset di tensione $VOFF1$.

Maggiore è la corrente I , maggiore è l'offset di tensione $VOFF1$, e maggiore dovrà essere l'ampiezza del segnale amplificato VAN per fare scattare il comparatore 78 e generare il segnale VIB . In altre parole, ad una corrente I più elevata corrisponde una minore sensibilità ottica

della stazione base 8. La riduzione di sensibilità ottica ha lo scopo di impedire che l'eventuale disturbo di fondo provochi la generazione di segnali spuri all'uscita del comparatore 78 e nel contempo di permettere che i segnali utili, ovviamente se di ampiezza sufficientemente superiore a quella del disturbo di fondo, vengano correttamente ricostruiti.

La regolazione della corrente I viene qui di seguito spiegata con riferimento al caso estremo in cui il circuito inibitore 91 non abbia effetto, cioè nel caso in cui la resistenza 94 abbia valore nullo (corto circuito) e la resistenza 95 abbia valore infinito (circuito aperto). Il segnale VPM all'uscita del filtro passa basso 88 è un segnale analogico lentamente variabile proporzionale al valor medio del segnale impulsivo VP, cioè proporzionale alla percentuale di tempo in cui la somma del segnale VAN con l'offset di tensione VOFF2 è inferiore alla soglia VTH2 (cioè è negativa). In altre parole, il segnale VPM è proporzionale alla percentuale di tempo in cui i picchi negativi del segnale amplificato VAN superano, in valore assoluto, l'offset di tensione VOFF2. Quando il segnale VPM supera la soglia VTH3 si chiude l'anello di retroazione costituito dal circuito di controllo 79, che regola la sorgente di corrente 100 in modo da generare l'offset di

tensione VOFF1. Il guadagno di anello del circuito di controllo 79 è di entità tale per cui l'offset VOFF2 approssimi, in valore assoluto, il valore assoluto dei picchi negativi del segnale VAN e di conseguenza VOFF1 approssimi, in valore assoluto, il doppio del valore assoluto dei picchi negativi del segnale VAN, nell'ipotesi che le resistenze 98 e 99 siano fra loro uguali. In questo modo, la componente del segnale VAN dovuta ai segnali di disturbo di fondo non provoca commutazioni indesiderate del comparatore 78, mentre la componente del segnale VAN dovuta al segnale utile, se sufficientemente più intensa di quella del disturbo di fondo, fa commutare correttamente il comparatore 78 e, grazie al suo basso duty - cycle, dà un contributo limitato all'incremento di VC ed alla conseguente riduzione di sensibilità.

Utilizzando resistenze 94 e 95 con valori ohmici finiti diversi da zero, il circuito inibitore 91 ha il medesimo effetto descritto per le forme di attuazione delle figure 9 e 10, cioè consente di ridurre il contributo del segnale utile alla riduzione di sensibilità e contemporaneamente evitare che l'apparizione improvvisa di particolari tipi di segnali di disturbo, caratterizzati da distribuzione di ampiezza particolarmente regolare ed intensità sufficiente a fare commutare entrambi i comparatori 78 e 86, non produca

la necessaria riduzione di sensibilità.

La forma di attuazione della figura 11 ha il medesimo funzionamento delle forme di attuazione 9 e 10, con il vantaggio di comprendere meno componenti elettronici, e quindi di permettere di realizzare uno stadio formatore di impulsi 52 di dimensioni più compatte.

Secondo una ulteriore forma di attuazione illustrata nella figura 12, in cui gli elementi corrispondenti sono indicati con gli stessi numeri e sigle della figura 9, il circuito inibitore 91 comprende un ulteriore filtro passa basso 109 per determinare un segnale VIBM indicativo del, o proporzionale al, valor medio dell'involuppo in banda base VIB, un ulteriore comparatore 110 per confrontare il segnale VIBM con una quarta soglia di comparazione VTH4 positiva collegata tra l'ingresso non invertente del comparatore 110 e massa, e una porta AND 111, la quale comprende due ingressi riceventi rispettivamente l'involuppo in banda base VIB e il segnale di uscita del comparatore 110 e una uscita collegata con l'ingresso della porta NOT 93. Il filtro passa basso 109 può in alcuni casi essere vantaggiosamente di tipo asimmetrico, cioè avere una costante di tempo di salita minore della costante di tempo di discesa. L'insieme formato da comparatore 110 e soglia VTH4 è costituito semplicemente da un singolo transistor BJT configurato ad emettitore

comune, e quindi la soglia V_{TH4} è di per sé definita dalla tensione di soglia base-emettitore del transistor BJT, che è tipicamente pari a 0.6 V. Le funzioni logiche della rete costituita dalle porte 111, 92 e 93 sono svolte, per esempio, da semplici circuiti a transistori BJT opportunamente configurati.

Qui di seguito viene descritto il funzionamento dello stadio formatore di impulsi 52 della figura 12. In uso, in presenza del segnale utile, che, come è noto, ha duty - cycle notevolmente piccolo, il segnale VIBM non supera la soglia V_{TH4} e, quindi, l'uscita del comparatore 110 è a livello logico alto e la porta AND 111 "si apre", permettendo così all'involuppo in banda base VIB, se presente, di impedire, "chiudendo" la porta AND 92, la trasmissione del segnale impulsivo VP al filtro passa basso 88, e quindi impedire che il segnale utile provochi una indesiderata, seppure piccola, riduzione di sensibilità. I disturbi eventualmente presenti, i quali hanno in generale una distribuzione di ampiezza abbastanza irregolare, hanno molto probabilmente valori di ampiezza tali da azionare il comparatore 86, ma non il comparatore 78, e quindi provocare, grazie anche ad un guadagno d'anello opportunamente grande, l'opportuna riduzione di sensibilità. Nel caso si presentino improvvisamente disturbi ottici

aventi una distribuzione di ampiezza particolarmente regolare e valori di ampiezza sufficientemente elevati da fare commutare entrambi i comparatori 78 e 86, è molto probabile che tali disturbi abbiano un duty-cycle superiore a quello del segnale utile e tale da portare l'uscita del comparatore 110 a livello logico basso. L'uscita del comparatore 110 a livello logico basso "chiude" la porta AND 111, e di conseguenza "apre" la porta AND 92, consentendo così la trasmissione del segnale impulsivo VP al filtro passa basso 88 e quindi il funzionamento del controllo automatico di sensibilità. Alla comparsa di disturbi con distribuzione regolare di ampiezza, l'involuppo in banda base VIB è quindi affetto da segnali spuri solo per un breve intervallo di tempo, che è essenzialmente pari alla somma dei tempi di risposta del filtro 109 e dell'anello del circuito di controllo 79 (tipicamente centinaia di millisecondi). Un comportamento simile si manifesta, del resto, anche nelle realizzazioni delle figg. 10 e 11.

È da notare che i parametri circuitali dello stadio formatore di impulsi 52 delle figure 9-12 possono essere scelti in maniera tale che, anche in assenza di segnali di disturbo esterni, il circuito di controllo 79 sia sempre in funzione, azionato da una componente di rumore di fondo del segnale VAN dovuta essenzialmente al rumore generato dai

fotodiodi 41 e dai mezzi amplificatori 42. In questo modo, lo stadio formatore di impulsi 52 opera sempre con la massima sensibilità ottica possibile senza dovere tenere conto, con ulteriori margini, della variabilità dei parametri circuitali e della rumorosità degli stadi precedenti, anche in funzione dei diversi valori di frequenza portante su cui viene sintonizzato l'apparato.

Secondo una ulteriore forma di attuazione non illustrata dell'invenzione, lo stadio formatore di impulsi 52 ha una struttura sostanzialmente analoga a quella illustrata dalla figura 11 con la differenza che il circuito inibitore 91 è del tipo illustrato nella figura 12, cioè è privo delle resistenze 94 e 95 (figura 11) e comprende il filtro 109, il comparatore 110, la soglia VTH4 e la porta AND 111 (figura 12).

Secondo una forma di attuazione non illustrata dell'invenzione, tutta l'elettronica del ricetrasmittitore remoto 12 della stazione base 8 è alimentata con una tensione non duale, e quindi tutti i punti che nelle forme di attuazione illustrate dalle figure 7, 9, 10 e 11 e 12 erano collegati a massa, sono collegati a un potenziale fisso di riferimento inferiore alla tensione di alimentazione, per esempio pari alla metà della tensione di alimentazione.

RIVENDICAZIONI

1. Sistema per controllare posizione o dimensioni di un pezzo meccanico (2), con

- almeno una sonda (6) comprendente un dispositivo di rilevamento (9a) e un ricetrasmittitore mobile (10) con una sezione di trasmissione (15) connessa al dispositivo di rilevamento (9a) e atta a trasmettere via etere segnali impulsivi indicativi dello stato di detta almeno una sonda (6), e
- un ricetrasmittitore remoto (12) con una sezione di ricezione con
- dispositivi di ricezione (41) atti a ricevere via etere detti segnali impulsivi, e
- mezzi di elaborazione atti ad elaborare i segnali ricevuti per ottenere un segnale di uscita (VIB) e comprendenti
- uno stadio ricevitore (51) atto a fornire un segnale di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN),
- una sezione di comparazione (69; 78) connessa allo stadio ricevitore (51) e atta a fornire detto segnale di uscita (VIB) in risposta ai risultati di comparazioni fra il segnale di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN) e segnali di riferimento (VTHB; VTH1),
- una sezione di controllo (68; 79) connessa allo stadio

ricevitore (51) e comprendente circuiti di controllo automatico di sensibilità atti a ridurre automaticamente la sensibilità di ricezione della sezione di ricezione del ricetrasmittitore remoto (12) in base a caratteristiche del segnale di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN), caratterizzato dal fatto che la sezione di controllo (68; 79) comprende inoltre un circuito inibitore (74; 91) atto ad inibire almeno parzialmente detti circuiti di controllo automatico di sensibilità in base a caratteristiche del segnale di uscita (VIB).

2. Sistema secondo la rivendicazione 1, nel quale la sezione di controllo comprende un blocco di generazione e controllo di soglia (68), atto a generare e definire i segnali di riferimento (VTHB) con un circuito generatore di soglia (72),

detti circuiti di controllo automatico di sensibilità essendo parte del blocco di generazione e controllo di soglia (68) e comprendendo un circuito discriminatore (71), connesso al circuito generatore di soglia (72), per generare, in funzione del segnale di ingresso elaborato (VFB, VFAB), un segnale (VN) indicativo di segnali di disturbo sovrapposti ai segnali impulsivi trasmessi dal ricetrasmittitore mobile (10) della sonda (6), e regolare in modo automatico i segnali di riferimento (VTHB), detto

circuito inibitore (74) essendo connesso al circuito discriminatore (71) e al circuito generatore di soglia (72).

3. Sistema secondo la rivendicazione 2, nel quale il blocco di generazione e controllo di soglia (68) comprende un circuito rivelatore (70) per generare, in funzione del segnale di ingresso elaborato (VF_B, VF_{AB}), un segnale (VU) indicativo di valori di picco del segnale di ingresso elaborato (VF_B, VF_{AB}), il circuito rivelatore (70) essendo connesso al circuito generatori di soglia (72) per modificare dinamicamente e temporaneamente detti segnali di riferimento (VTHB).

4. Sistema secondo la rivendicazione 1, nel quale i mezzi di elaborazione comprendono uno stadio amplificatore a guadagno variabile (76), la sezione di controllo comprendendo circuiti di controllo (79) atti a ridurre automaticamente detta sensibilità di ricezione variando il guadagno dello stadio amplificatore a guadagno variabile (76).

5. Sistema secondo una delle rivendicazioni precedenti, nel quale detto stadio ricevitore (51) è del tipo a conversione di frequenza.

6. Metodo per il controllo delle dimensioni o della posizione di un pezzo meccanico (2), mediante almeno una sonda (6) comprendente un dispositivo di rilevamento (9a),

un ricetrasmittitore mobile (10) con una sezione di trasmissione (15) connessa al dispositivo di rilevamento (9a) e atta a trasmettere via etere segnali impulsivi indicativi dello stato di detta almeno una sonda (6), e un ricetrasmittitore remoto (12) con una sezione di ricezione atta a ricevere detti segnali impulsivi, secondo il quale, nella sezione di ricezione, segnali di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN) sono comparati in ampiezza con segnali di riferimento (VTHB; VTH1) per fornire segnali di uscita (VIB), e la sensibilità di ricezione della sezione di ricezione del ricetrasmittitore remoto (12) è sottoposta a modifiche dinamiche in base a caratteristiche del segnale di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN), caratterizzato dai seguenti passi:

- rilevamento automatico di caratteristiche del segnale di uscita (VIB), e

- conseguente inibizione, almeno parziale, di dette modifiche dinamiche della sensibilità di ricezione.

7. Metodo secondo la rivendicazione 6, nel quale dette modifiche dinamiche della sensibilità di ricezione sono effettuate in base ad una distribuzione in ampiezza dei segnali di ingresso elaborato (VFB, VFAB; VAN) diversa da quella dei segnali (5) trasmessi dal ricetrasmittitore mobile (10).

8. Metodo secondo la rivendicazione 7, nel quale dette modifiche dinamiche della sensibilità di ricezione sono effettuate in base ad una verifica del valore di duty-cycle dei segnali di ingresso elaborato (**VFB, VFAB; VAN**).

9. Metodo secondo una delle rivendicazioni da 6 a 8, nel quale dette modifiche dinamiche della sensibilità di ricezione comprendono un controllo automatico dell'ampiezza dei segnali di riferimento (**VTHB; VTH1**).

10. Metodo secondo una delle rivendicazioni da 6 a 8, nel quale dette modifiche dinamiche della sensibilità di ricezione comprendono un controllo automatico dell'ampiezza dei segnali di ingresso elaborato (**VFB, VFAB; VAN**).

CLAIMS

1. System for checking position or dimensions of a mechanical piece (2) with

- at least one probe (6) comprising a detecting device (9a) and a movable transceiver (10) with a transmission section (15) that is connected to the detecting device (9a) and adapted to wirelessly transmit pulse signals indicative of the status of said at least one probe (6), and
- a remote transceiver (12) with a receiving section with
- receiving devices (41) adapted to wirelessly receive said pulse signals, and
- processing means adapted to process the received signals to obtain an output signal (VIB) and including
- a receiving stage (51) adapted to provide a processed input signal (VFB,VFAB;VAN),
- a comparing section (69;78) that is connected to the receiving stage (51) and adapted to provide said output signal (VIB) in response to the results of comparisons carried out between the processed input signal (VFB,VFAB;VAN) and reference signals (VTHB;VTH1),
- a control section (68;79) connected to the receiving stage (51) and including automatic sensitivity control circuits adapted to automatically reduce the receiving sensitivity of the receiving section of the remote transceiver (12) depending on the characteristics of the processed input signal (VFB,VFAB;VAN),

characterized in that the control section (68;79) further comprises an inhibitor circuit (74;91) adapted to inhibit at least partially said automatic sensitivity control circuits depending on characteristics of the output signal (VIB).

2. System according to claim 1, wherein the control section includes a threshold generating and controlling block (68) adapted to generate and define the reference signals (VTHB) with a threshold generating circuit (72), said automatic sensitivity control circuits being included in the threshold generating and controlling block (68) and comprising a discriminator circuit (71) connected to the threshold generating circuit (72) in order to generate, as a function of the processed input signal (VFB,VFAB), a signal (VN) indicative of noise signals overlapping the pulse signals transmitted by the movable transceiver (10) of the probe (6), and to automatically adjust the reference signals (VTHB), said inhibitor circuit (74) being connected to the discriminator circuit (71) and to the threshold generating circuit (72).
3. System according to claim 2, wherein the threshold generating and controlling block (68) comprises a detector circuit (70) for generating, as a function of the processed input signal (VFB,VFAB), a signal (VU) indicative of peak values of the processed input signal (VFB,VFAB), the detector circuit (70) being connected to the threshold generating circuit (72) to dynamically and temporarily vary said reference signals (VTHB).
4. System according to claim 1, wherein the processing means include a variable gain amplifier stage (76), the control section including control circuit (79) adapted to automatically reduce said receiving sensitivity by varying the gain of the variable gain amplifier stage (76).

5. System according to any one of the preceding claims, wherein said receiving stage (51) is of the frequency conversion type.

6. Method for checking dimensions or position of a mechanical piece (2), by means of at least one probe (6) including a detecting device (9a), a movable transceiver (10) with a transmission section (15) connected to the detecting device (9a) and adapted to wirelessly transmit pulse signals indicative of the status of said at least one probe (6), and a remote transceiver (12) with a receiving section adapted to receive said pulse signals; according to the method, in the receiving section, processed input signals (VFB,VFAB;VAN) are compared in amplitude with reference signals (VTHB;VTH1) to provide output signals (VIB), and the receiving sensitivity of the receiving section of the remote transceiver (12) is subject to dynamic variations depending on characteristics of the processed input signal (VFB,VFAB;VAN),
characterized by the following steps:
 - automatic detection of the characteristics of the output signal (VIB), and
 - consequent inhibition, at least partially, of said dynamic variations of the receiving sensitivity.

7. Method according to claim 6, wherein said dynamic variations in the receiving sensitivity are carried out depending on a distribution in amplitude of the processed input signals (VFB,VFAB;VAN) differing from the one of the signals (5) transmitted by the movable transceiver (10).

8. Method according to claim 7, wherein said dynamic variations in the receiving sensitivity are carried

out depending on a checking of the duty-cycle value of the processed input signals (VFB,VFAB;VAN).

9. Method according to any one of claims 6 to 8, wherein said dynamic variations in the receiving sensitivity include an automatic checking of the amplitude of the reference signals (VTHB;VTH1).
10. Method according to any one of claims 6 to 8, wherein said dynamic variations on the receiving sensitivity include an automatic checking of the amplitude of the processed input signals (VFB,VFAB;VAN).

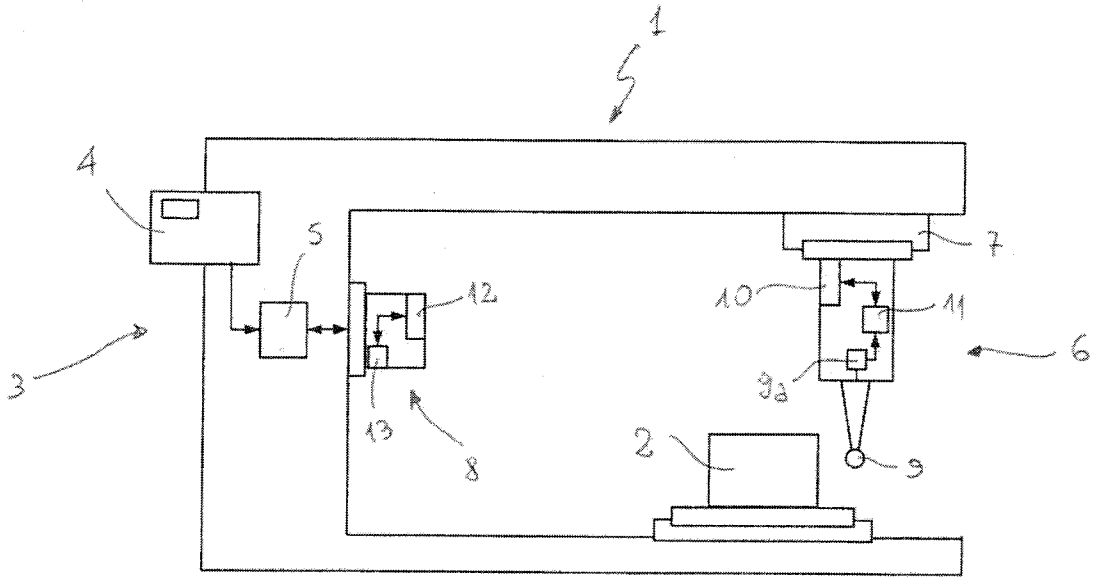


Fig. 1

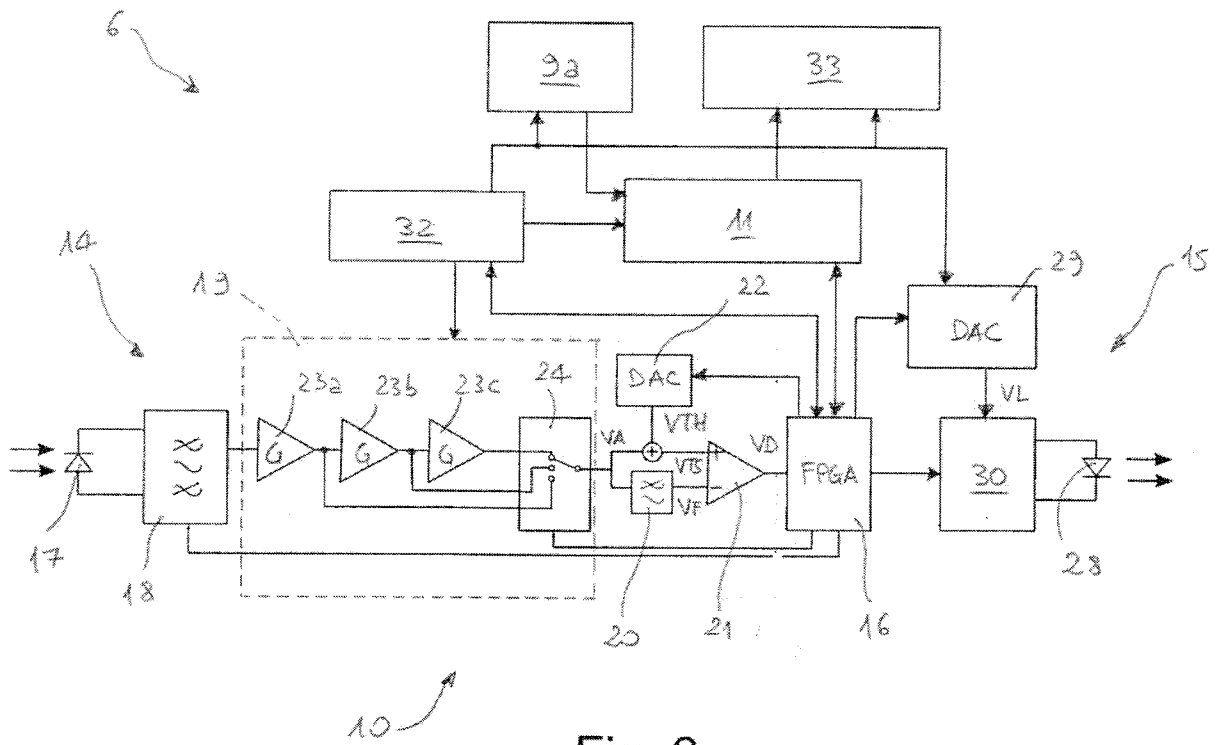


Fig. 2

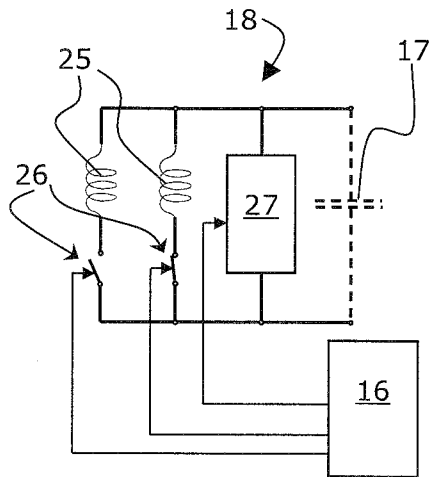


Fig. 3

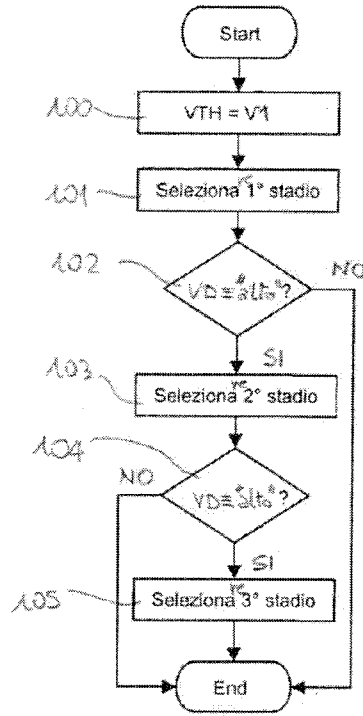


Fig. 4

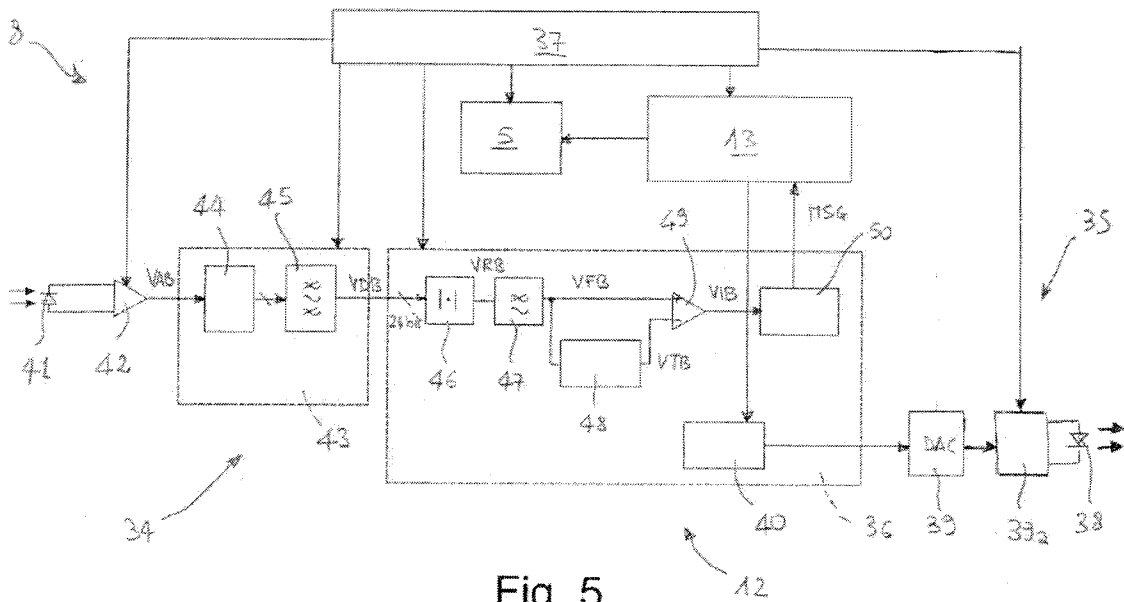


Fig. 5

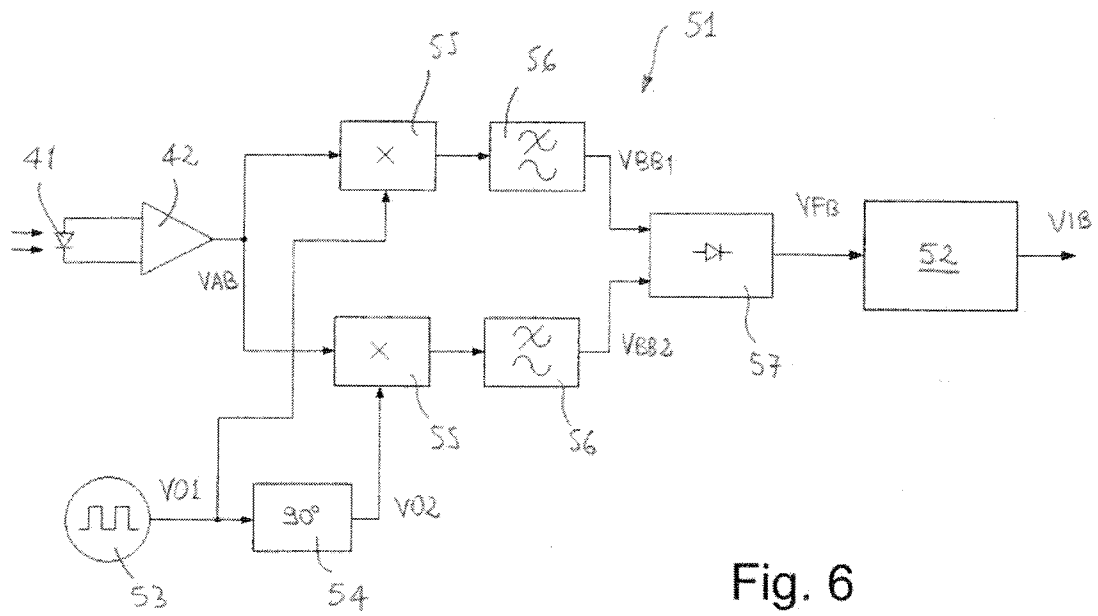


Fig. 6

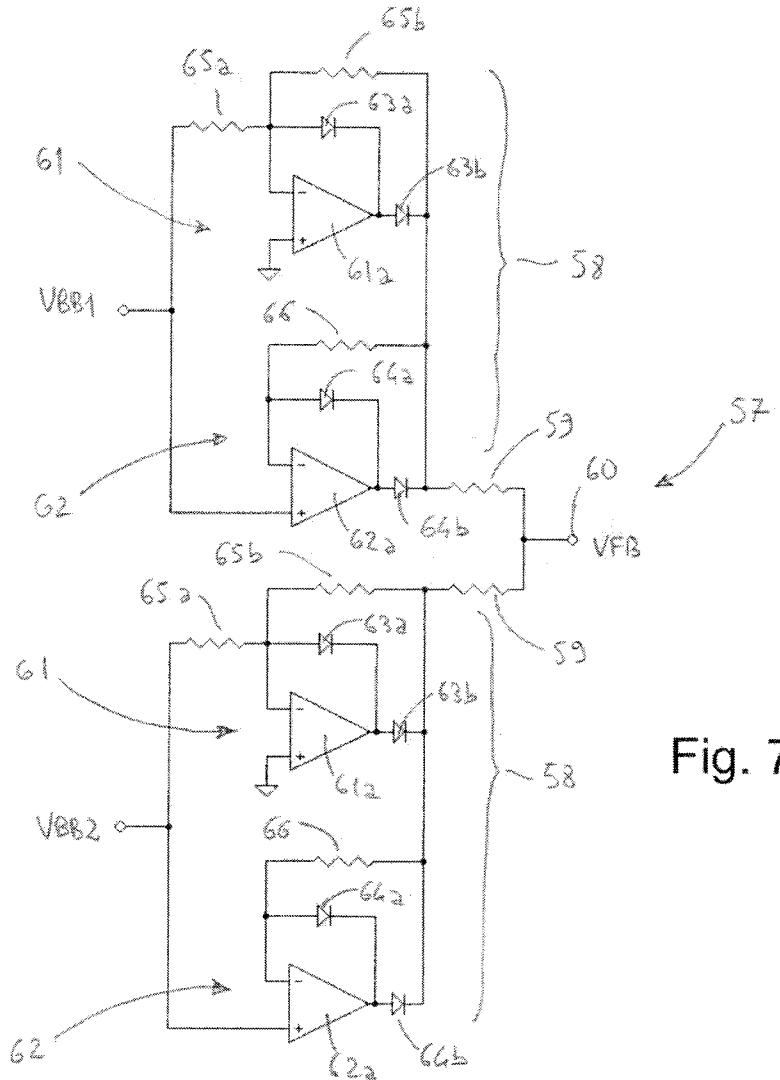


Fig. 7

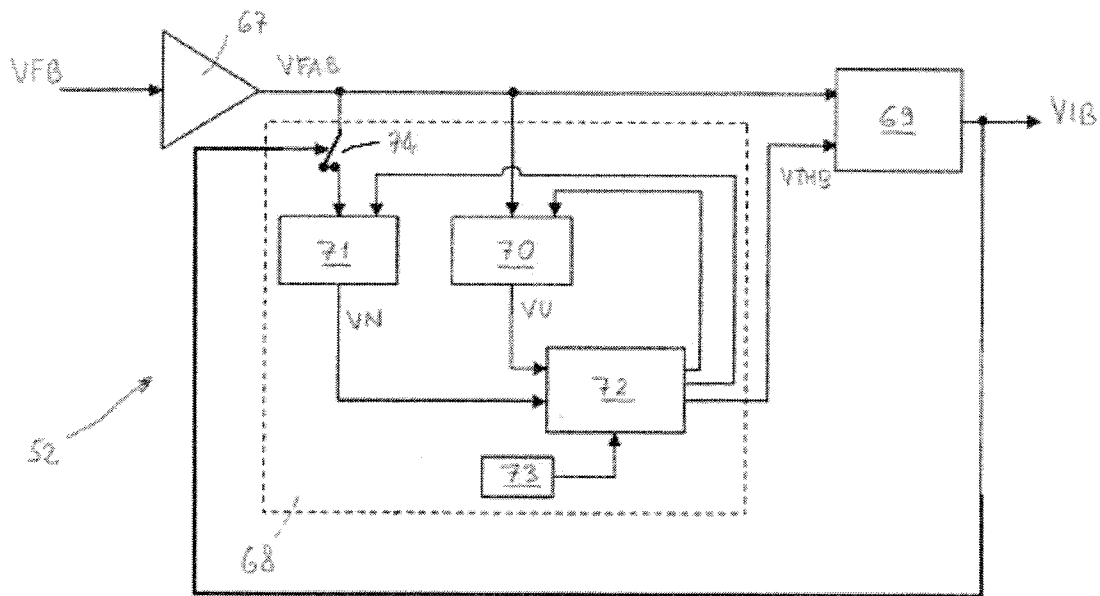


Fig. 8

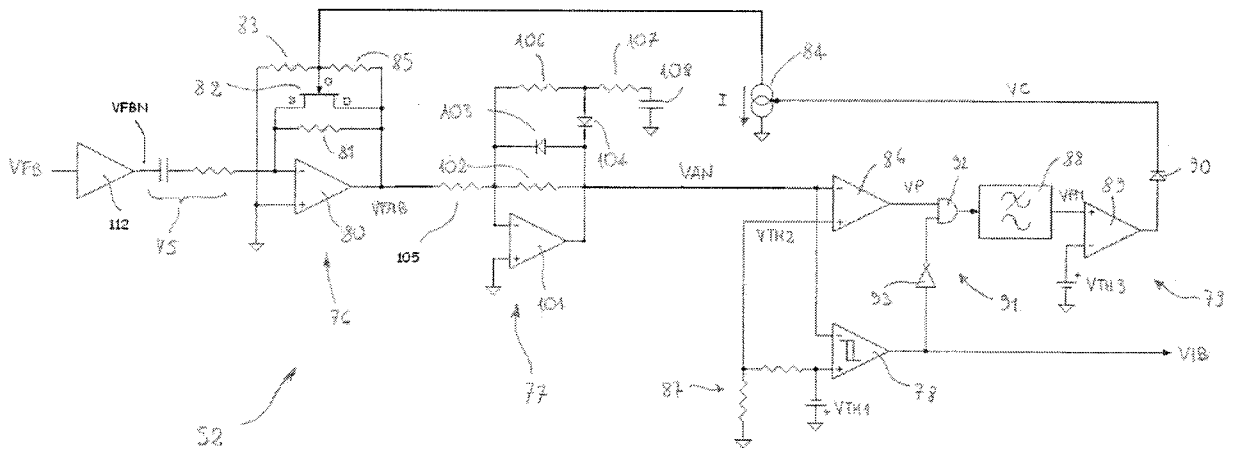


Fig. 9

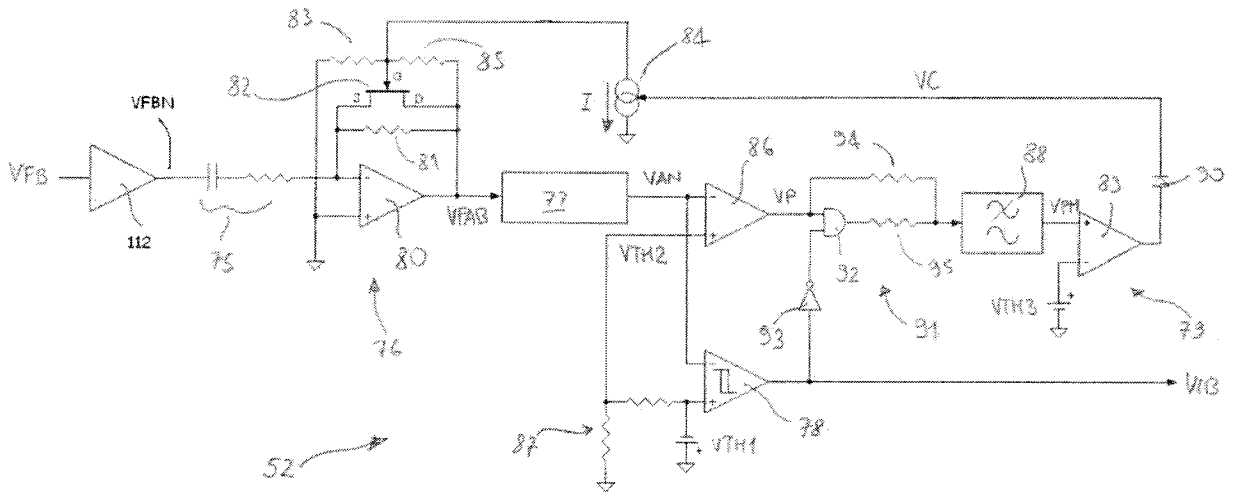


Fig. 10

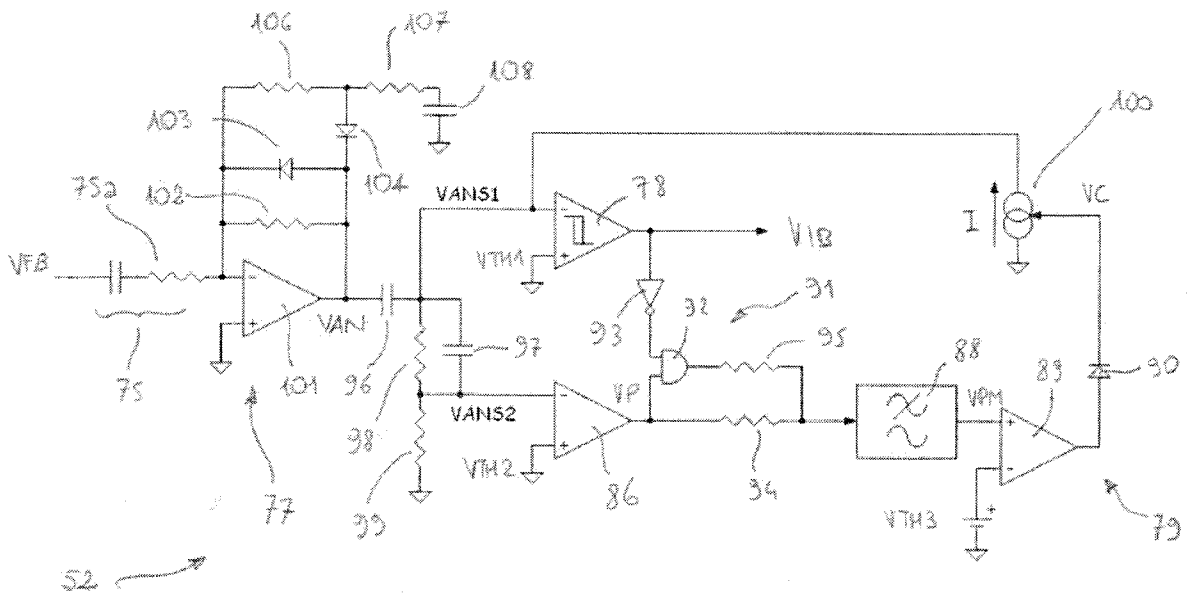


Fig. 11

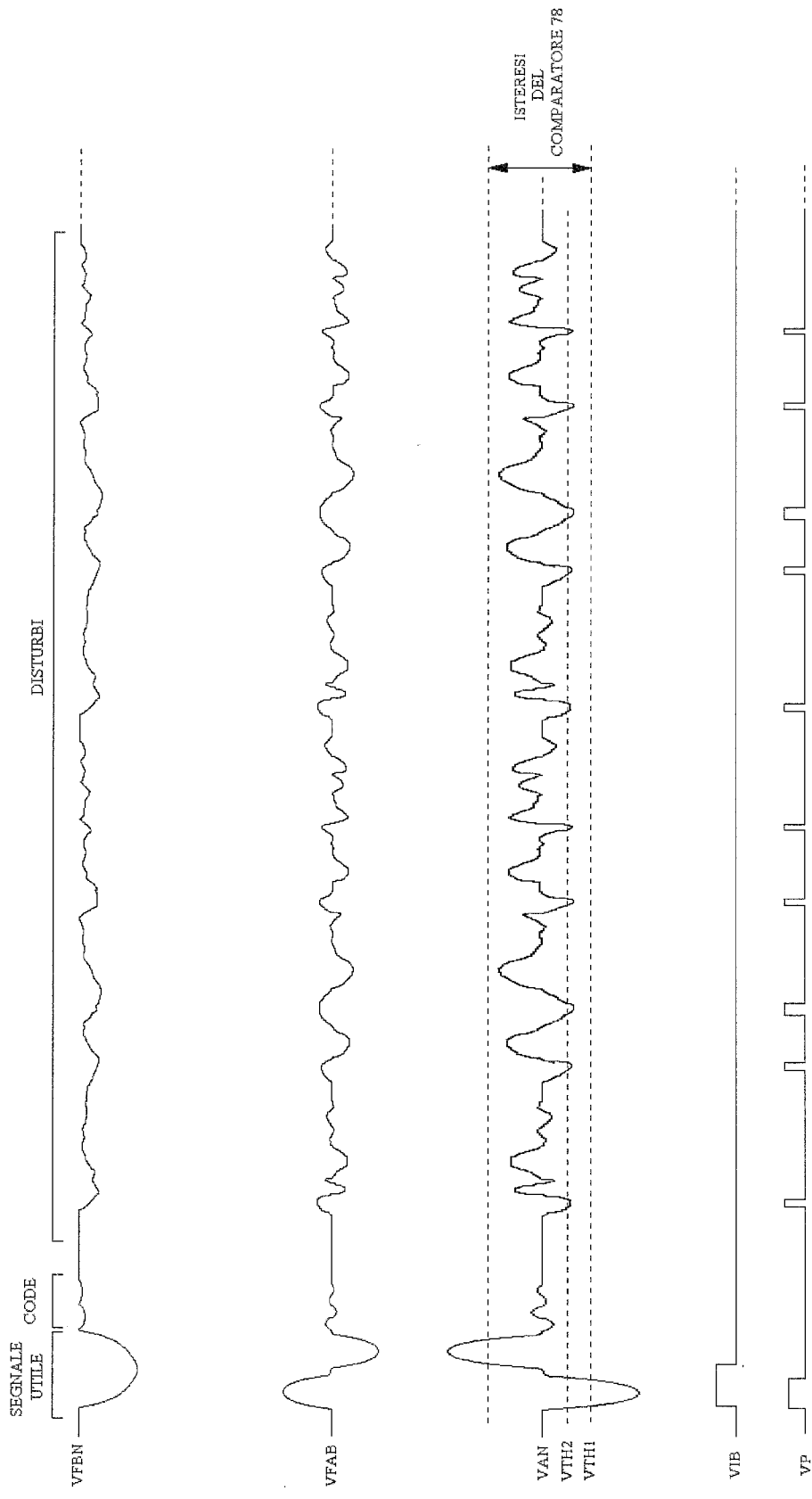


Fig.14

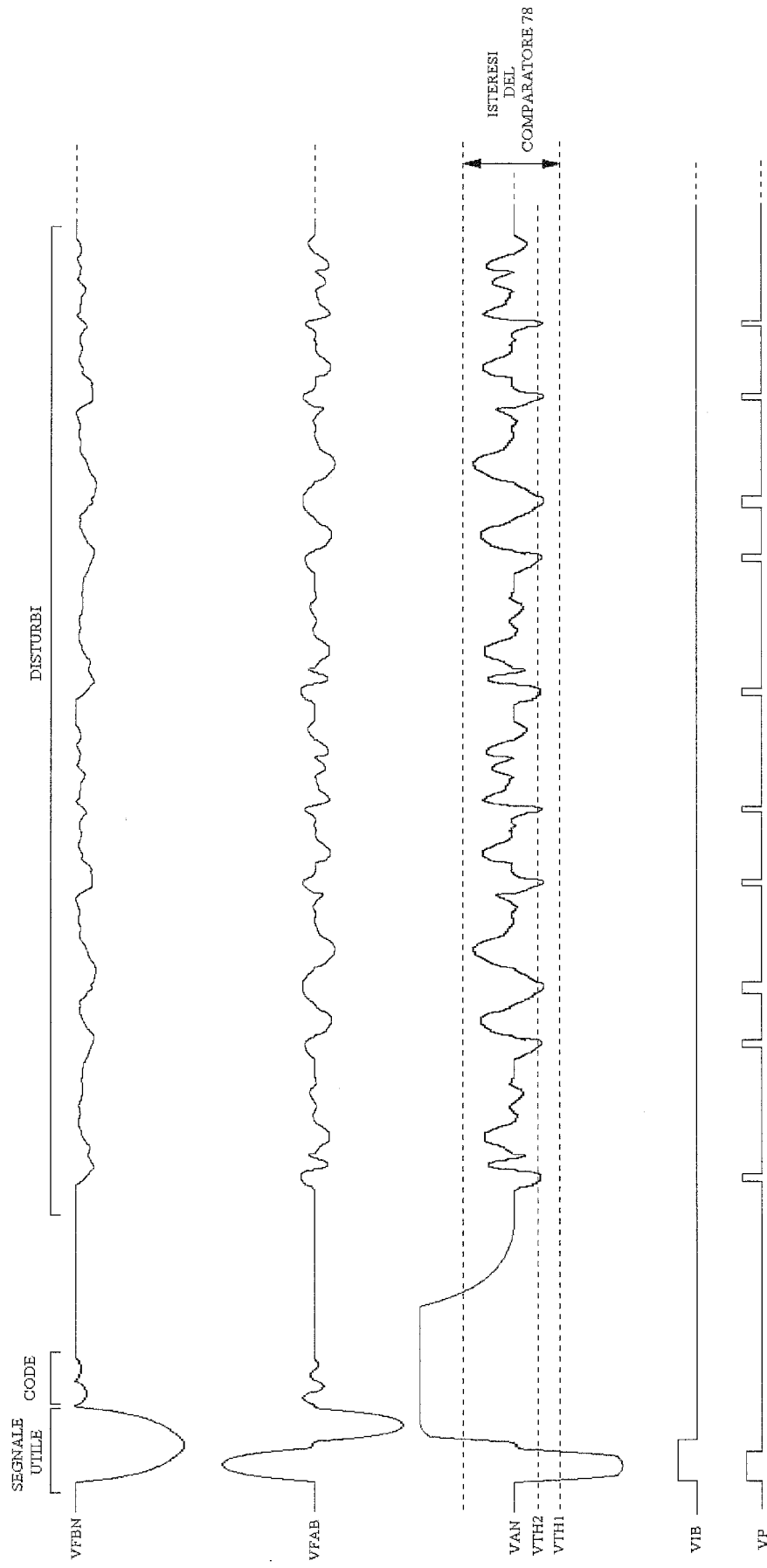


Fig.15

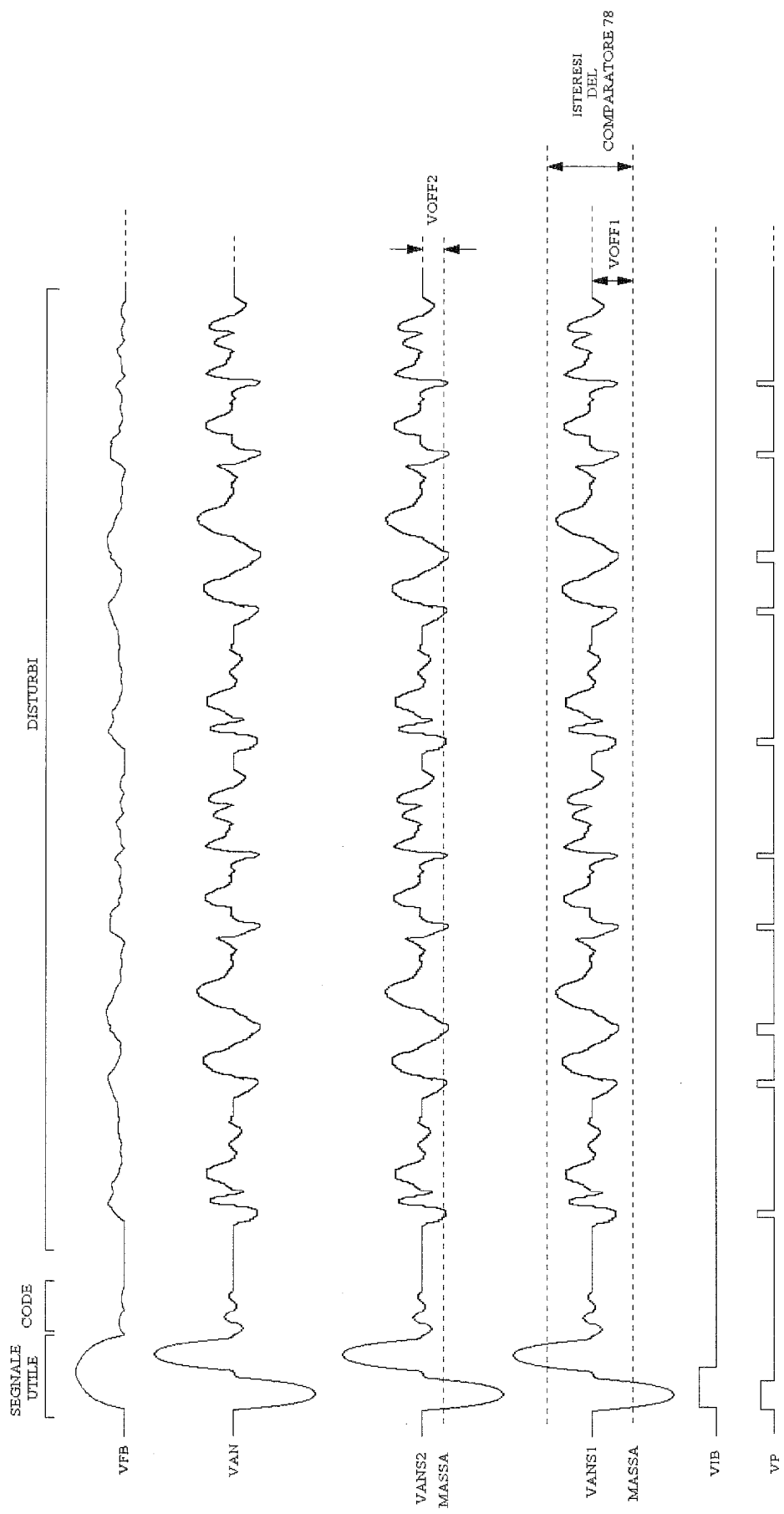


Fig.16

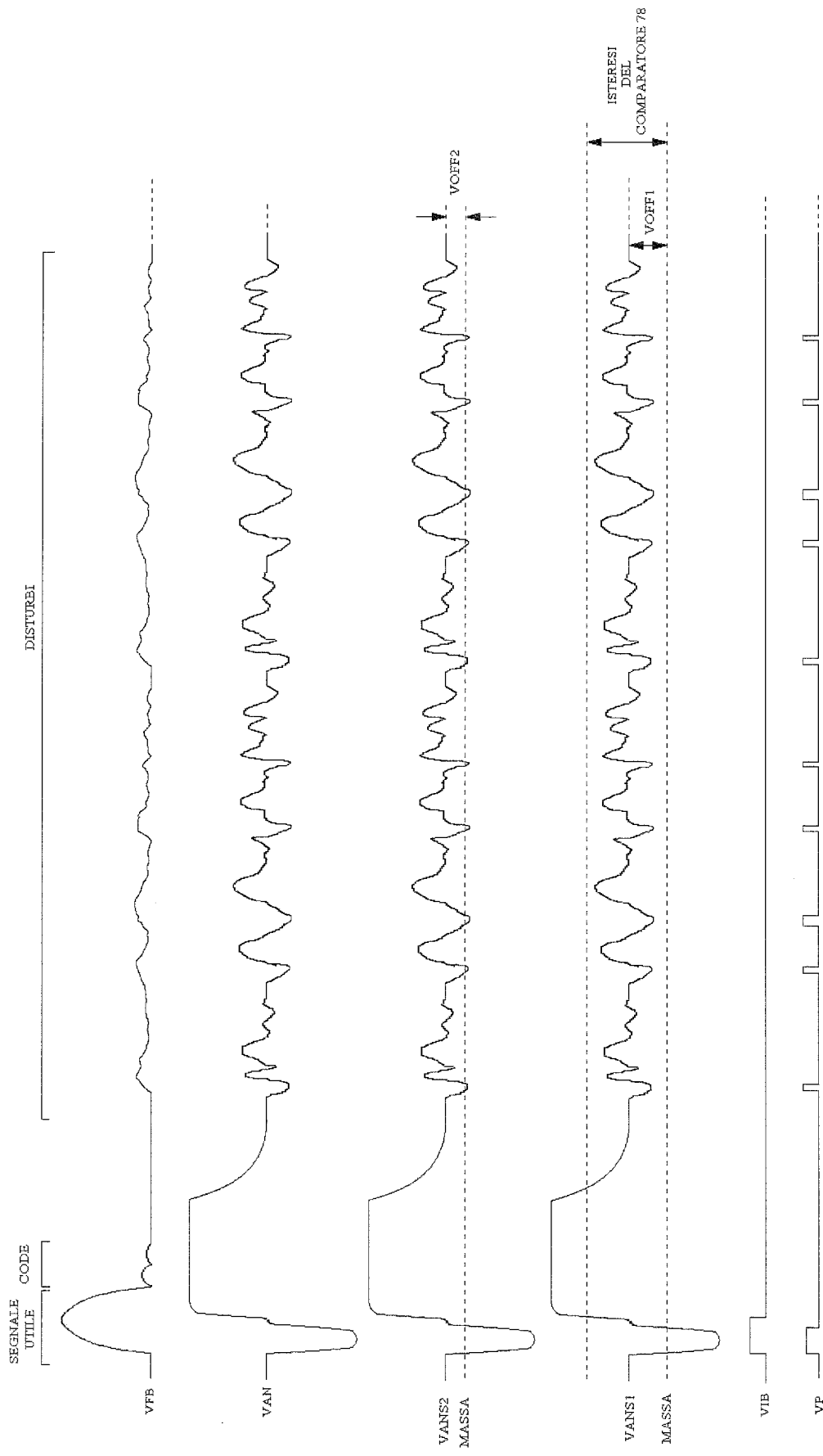


Fig.17