

DOMANDA DI INVENZIONE NUMERO	102021000024644
Data Deposito	27/09/2021
Data Pubblicazione	27/03/2023

Classifiche IPC

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
G	01	C	19	5776

Titolo

CIRCUITO DI CONTROLLO DI UN GIROSCOPIO MEMS, GIROSCOPIO MEMS E METODO DI CONTROLLO

DESCRIZIONE

del brevetto per invenzione industriale dal titolo:

"CIRCUITO DI CONTROLLO DI UN GIROSCOPIO MEMS, GIROSCOPIO
MEMS E METODO DI CONTROLLO"

5 di STMICROELECTRONICS S.R.L.

di nazionalità italiana

con sede: VIA C. OLIVETTI 2

20864 AGRATE BRIANZA (MB)

Inventore: GRANATA Angelo

10

* * *

La presente invenzione è relativa ad un circuito di controllo di un giroscopio MEMS, ad un giroscopio MEMS e ad un metodo di controllo.

Come noto, un giroscopio realizzato in tecnologia MEMS
15 ("Micro Electro-Mechanical Systems") è formato in una o più
piastrine di materiale semiconduttore, ad esempio silicio,
nelle quali vengono formati un sistema oscillante, un
circuito di pilotaggio e un circuito di rilevamento,
reciprocamente accoppiati.

20 Il sistema oscillante è formato da una o più masse
mobili sospese su un substrato e libere di oscillare rispetto
al substrato con uno o più gradi di libertà. Il sistema
oscillante comprende inoltre una struttura di pilotaggio,
accoppiata al circuito di pilotaggio e configurata per
25 causare un'oscillazione dell'una o più masse mobili lungo

una direzione di pilotaggio, e una struttura di rilevamento, accoppiata al circuito di rilevamento e configurata per rilevare un movimento dell'una o più masse mobili lungo una direzione di rilevamento perpendicolare alla direzione di
5 pilotaggio.

Nei giroscopi MEMS noti, pilotaggio e rilevamento possono basarsi su diversi principi di funzionamento, ad esempio elettromagnetico, piezoelettrico o capacitivo.

Quando il giroscopio MEMS ruota con una velocità
10 angolare attorno ad un asse di rotazione, una massa mobile che oscilla con una velocità lineare lungo una direzione perpendicolare all'asse di rotazione è soggetta ad una forza di Coriolis diretta lungo una direzione perpendicolare all'asse di rotazione e alla direzione della velocità
15 lineare.

In uso, il circuito di pilotaggio fornisce un segnale di pilotaggio, ad esempio una tensione nel caso di pilotaggio capacitivo, alla struttura di pilotaggio, causando una oscillazione della struttura oscillante lungo la direzione
20 di pilotaggio.

La struttura di rilevamento rileva un movimento del sistema oscillante lungo la direzione di rilevamento e fornisce un corrispondente segnale di rilevamento al circuito di rilevamento.

25 Nei giroscopi MEMS noti, a causa di variabilità e

imperfezioni associate al processo di fabbricazione del giroscopio MEMS stesso, il segnale di pilotaggio può generare un movimento spurio dell'una o più masse mobili lungo la direzione di rilevamento, anche in assenza di una rotazione del giroscopio MEMS. Il movimento spurio viene rilevato dalla struttura di rilevamento, generando quindi un segnale spurio, noto come errore di quadratura, che si somma al segnale di rilevamento originato dalla rotazione del giroscopio MEMS.

Ciò riduce la sensibilità del giroscopio MEMS.

Al fine di ridurre il contributo dell'errore di quadratura sul segnale di rilevamento, è noto un approccio in cui il circuito di rilevamento comprende un circuito di regolazione ("trimming") che genera un segnale di correzione configurato per annullare il segnale spurio di quadratura. Tuttavia, è noto impostare il valore del segnale di correzione in una fase di calibrazione iniziale del giroscopio MEMS. Di conseguenza, tale approccio non consente di correggere eventuali variazioni nel segnale spurio di quadratura durante l'uso del giroscopio MEMS.

Secondo un altro approccio, come ad esempio descritto nel brevetto statunitense US 9,212,910 B2, il circuito di regolazione può essere ricalibrato più volte durante il ciclo di vita del giroscopio MEMS. Tuttavia, tale approccio introduce rumore nel segnale di uscita del giroscopio MEMS,

compromettendone quindi le prestazioni di rilevamento.

Scopo della presente invenzione è quello di superare gli svantaggi della tecnica nota.

Secondo la presente invenzione vengono quindi forniti
5 un circuito di controllo di un giroscopio MEMS, un giroscopio MEMS e un metodo di controllo, come definito nelle rivendicazioni allegate.

Per una migliore comprensione della presente invenzione ne vengono ora descritte alcune forme di realizzazione, a
10 puro titolo di esempio non limitativo, con riferimento ai disegni allegati, nei quali:

- la figura 1 mostra uno schema a blocchi del presente giroscopio MEMS, secondo una forma di realizzazione;
- 15 - la figura 2 mostra uno schema a blocchi dettagliato del giroscopio MEMS di figura 1;
- la figura 3 mostra uno schema circuitale di una porzione del giroscopio MEMS di figura 2;
- la figura 4 mostra un grafico di un andamento nel
20 tempo di forme d'onda del giroscopio MEMS di figura 2; e
- la figura 5 mostra uno schema a blocchi del presente giroscopio MEMS, secondo una diversa forma di realizzazione.

Le figure 1 e 2 mostrano un giroscopio MEMS 1
25 comprendente un sistema oscillante 3 e un circuito di

controllo 4, operativamente accoppiati.

Il sistema oscillante 3 e il circuito di controllo 4 possono essere formati in una sola piastrina ("die") di materiale semiconduttore, ad esempio silicio, oppure in
5 piastrine separate.

Il sistema oscillante 3 è realizzato utilizzando la tecnologia MEMS e comprende una struttura mobile e/o deformabile, in seguito indicata come struttura mobile 6, avente una frequenza di risonanza f_r , una struttura di
10 pilotaggio 8 e una struttura di rilevamento 10, reciprocamente accoppiate.

La struttura di pilotaggio 8 è configurata per ricevere un segnale di pilotaggio S_D dal circuito di controllo 4 e causare un movimento, in particolare una oscillazione, della
15 struttura mobile 6 lungo una direzione di pilotaggio, utilizzando un principio di attuazione ad esempio di tipo elettromagnetico, piezoelettrico o elettrostatico.

Ad esempio, considerando un sistema di riferimento cartesiano XYZ comprendente un primo asse X, un secondo asse
20 Y e un terzo asse Z, la direzione di pilotaggio può essere parallela al primo asse X.

Inoltre, in questa forma di realizzazione, la struttura di pilotaggio 8 genera un segnale di posizione S_R , indicativo di un movimento della struttura mobile 6 lungo la direzione
25 di pilotaggio, e fornisce il segnale di posizione S_R al

circuito di controllo 4.

Ad esempio, se il segnale di pilotaggio S_D causa una oscillazione della massa mobile 6 alla frequenza di risonanza f_r , allora il segnale di posizione S_R è un segnale periodico, in particolare sinusoidale, avente la frequenza di risonanza f_r e la cui ampiezza è funzione della variazione di posizione della struttura mobile 6.

Il segnale di posizione S_R può essere generato utilizzando un principio di rilevamento di tipo capacitivo, piezoelettrico, piezoresistivo o elettromagnetico, a seconda della specifica applicazione.

La struttura di rilevamento 10 è configurata per rilevare un movimento della struttura mobile 6 lungo una direzione di rilevamento, in particolare perpendicolare alla direzione di pilotaggio, ad esempio parallela al secondo asse Y, e generare un corrispondente segnale di misura S_M , che viene fornito al circuito di controllo 4.

In questa forma di realizzazione, come mostrato in figura 2, la struttura di rilevamento 10 opera secondo un principio di rilevamento di tipo capacitivo ed è formata da un condensatore di rilevamento 13 avente a riposo una capacità C_{MEMS} .

Tuttavia, la struttura di rilevamento 10 può generare il segnale di misura S_M utilizzando un principio di rilevamento differente, ad esempio di tipo elettromagnetico

o piezoelettrico.

Qui, il condensatore di rilevamento 13 è rappresentato schematicamente da un condensatore a facce piane parallele; tuttavia, il condensatore di rilevamento 13 può essere di
5 tipo diverso, ad esempio un condensatore interdigitato.

Il condensatore di rilevamento 13 ha un primo terminale ad una tensione di rotore V_{ROT} , che può essere applicata dal circuito di controllo 4, e un secondo terminale ad una tensione di statore V_{STAT} formante il segnale di misura S_M .

10 Ad esempio, la tensione di rotore V_{ROT} è una tensione continua che permette di impostare un valore iniziale desiderato della differenza di potenziale del condensatore di rilevamento 13, utile in specifiche applicazioni, ad esempio per regolare la sensitività di rilevamento del
15 condensatore di rilevamento 13.

Il circuito di controllo 4 fornisce il segnale di pilotaggio S_D al sistema oscillante 3 e riceve il segnale di misura S_M dal sistema oscillante 3.

In questa forma di realizzazione, il circuito di
20 controllo 4 riceve anche il segnale di posizione S_R dal sistema oscillante 3.

Inoltre, il circuito di controllo 4 genera, a partire dal segnale di misura S_M , un segnale di uscita S_O , di tipo digitale, avente un tasso di dati (o frequenza) di uscita f_o .
25 ad esempio compresa tra 10 Hz e 10 kHz.

In dettaglio, il circuito di controllo 4 comprende un modulo di pilotaggio 15 che riceve il segnale di posizione S_R .

Il modulo di pilotaggio 15 genera il segnale di pilotaggio S_D , avente una frequenza di pilotaggio f_D , ad esempio una tensione avente andamento sinusoidale nel tempo, una sequenza di impulsi o un'onda quadra, e lo fornisce alla struttura di pilotaggio 8, per l'attuazione della struttura mobile 6.

La frequenza di pilotaggio f_D può essere scelta, in fase di progettazione, in funzione delle caratteristiche elettriche e/o meccaniche del sistema oscillante 3, ad esempio in funzione della frequenza di risonanza f_r della struttura mobile 6, e del circuito di controllo 4.

Il modulo di pilotaggio 15 può regolare il segnale di pilotaggio S_D , ad esempio può regolarne l'ampiezza in caso di segnale sinusoidale o il ciclo di lavoro in caso di onda quadra, in modo che il movimento della struttura mobile 6 segua un profilo desiderato nel tempo, ad esempio abbia un'ampiezza desiderata di oscillazione, che può essere scelto in fase di progettazione.

A tal proposito, il modulo di pilotaggio 15 può regolare il segnale di pilotaggio S_D in funzione del segnale di posizione S_R , ad esempio confrontando il segnale di posizione S_R con uno o più valori indicativi del profilo desiderato di

movimento della struttura mobile 6.

Ancora con riferimento alla figura 1, il modulo di pilotaggio 15 genera anche un segnale di clock in-fase CK_0 e un segnale di clock fuori-fase CK_{90} , ad esempio due segnali
5 periodici ad onda quadra, che hanno la frequenza di pilotaggio f_D e sono reciprocamente sfasati, in particolare sfasati di 90° .

Il segnale di clock in-fase CK_0 e il segnale di clock fuori-fase CK_{90} sono, in prima approssimazione, a meno di
10 latenze introdotte dal modulo di pilotaggio 15, in quadratura e, rispettivamente, in fase rispetto al segnale di posizione S_R .

In dettaglio, i fronti di salita (o discesa) del segnale di clock in-fase CK_0 sono sincronizzati con i picchi (o le
15 valli) del segnale di posizione S_R .

I fronti di salita e discesa del segnale di clock fuori-fase CK_{90} sono sincronizzati con gli attraversamenti di zero del segnale di posizione S_R .

Inoltre, poiché, in prima approssimazione, il segnale di posizione S_R è alla frequenza di pilotaggio f_D ed è sfasato
20 di 90° gradi rispetto al segnale di pilotaggio S_D , il segnale di clock in-fase CK_0 e il segnale di clock fuori-fase CK_{90} sono in fase e, rispettivamente, in quadratura, rispetto al segnale di pilotaggio S_D .

25 Il modulo di pilotaggio 15 genera inoltre un segnale

di clock di correzione CK_{FS} , ad esempio un segnale periodico ad onda quadra, avente una frequenza f_{FS} al di fuori di una banda di frequenze di interesse BW del giroscopio MEMS 1, in particolare maggiore della frequenza di uscita f_o del segnale di uscita S_o , come descritto in dettaglio in seguito.

Inoltre, la frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} può essere uguale o diversa rispetto alla frequenza di pilotaggio f_D , ad esempio maggiore della frequenza di pilotaggio f_D , in particolare pari al doppio della frequenza di pilotaggio f_D .

Secondo una forma di realizzazione, i fronti di salita (o discesa) del segnale di clock di correzione CK_{FS} sono sincronizzati con gli attraversamenti di zero del segnale di posizione S_R . Ciò è utile durante l'uso del giroscopio MEMS 1, come descritto in seguito.

In pratica, come anche discusso in seguito, in questa forma di realizzazione, il circuito di controllo 4 utilizza il segnale di posizione S_R come segnale di riferimento.

Il circuito di controllo 4 ha un nodo sommatore di ingresso 17 ricevente il segnale di misura S_M e un segnale di cancellazione S_{CANC} , e una circuiteria di rilevamento 20, accoppiata all'uscita del nodo sommatore di ingresso 17 e configurata per fornire un segnale di rilevamento S_S .

In pratica, la circuiteria di rilevamento 20 riceve un segnale combinato $S_M + S_{CANC}$ dato dalla sovrapposizione del

segnale di misura S_M e del segnale di cancellazione S_{CANC} .

In dettaglio, in questa forma di realizzazione, come mostrato in figura 2, la circuiteria di rilevamento 20 comprende un amplificatore 23 e un condensatore di feedback 24 avente capacità C_{FB} e accoppiato tra ingresso e uscita dell'amplificatore 23.

Inoltre, in questa forma di realizzazione, l'ingresso dell'amplificatore 23 è accoppiato direttamente al secondo terminale del condensatore di rilevamento 13, ovvero alla tensione di statore V_{STAT} , tramite il nodo sommatore di ingresso 17 e l'uscita dell'amplificatore 23 fornisce il segnale di rilevamento S_S .

Il circuito di controllo 4 comprende un modulo di elaborazione di segnale 30, che riceve il segnale di rilevamento S_S e il segnale di clock in-fase CK_0 e fornisce il segnale di uscita S_0 .

In dettaglio, il modulo di elaborazione di segnale 30 comprende un demodulatore 32 e un convertitore analogico-digitale 33.

Il demodulatore 32 riceve il segnale di rilevamento S_S e il segnale di clock in-fase CK_0 e fornisce un segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} .

Il segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} è formato da una componente del segnale di rilevamento S_S che è in quadratura con il segnale di posizione S_R (e quindi in fase

con il segnale di pilotaggio S_D) e indicativa di un movimento della massa mobile 6 causato da una rotazione del giroscopio MEMS 1.

Il segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} comprende la
5 banda di frequenze di interesse BW , compresa tra una frequenza minima, ad esempio tra 0 Hz e 50 Hz, e una frequenza massima, ad esempio compresa tra 100 Hz e 10 kHz.

La banda di frequenze di interesse BW è utilizzata per determinare l'entità di rotazione del giroscopio MEMS 1, ad
10 esempio una velocità angolare di rotazione, e può essere scelta in fase di progettazione in funzione delle caratteristiche elettriche e meccaniche del sistema oscillante 3, in particolare della struttura mobile 6 e della struttura di rilevamento 10, e delle caratteristiche
15 elettriche del modulo di elaborazione di segnale 30.

Il convertitore analogico-digitale 33 riceve il segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} e lo discretizza utilizzando una frequenza di campionamento f_{SS} , generando un segnale discretizzato S_{SS} .

20 La frequenza di campionamento f_{SS} può essere scelta in fase di progettazione in funzione della banda di frequenze di interesse BW , a seconda della specifica applicazione.

La frequenza di campionamento f_{SS} può essere minore o uguale ad un valore massimo che può essere scelto in funzione
25 della banda di frequenze di interesse BW , ad esempio pari al

doppio della frequenza massima della banda di frequenze di interesse BW.

Il convertitore analogico-digitale 33 può comprendere inoltre amplificatori e/o filtri configurati per
5 condizionare il segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} prima della sua discretizzazione, a seconda della specifica applicazione.

Inoltre, in questa forma di realizzazione, il modulo di elaborazione di segnale 30 comprende anche un processore
10 digitale 35 configurato per eseguire ulteriori elaborazioni del segnale discretizzato S_{SS} quali ad esempio filtraggio e guadagno del segnale discretizzato S_{SS} , generando il segnale di uscita S_o .

Inoltre, il processore digitale 35 può essere
15 configurato per modificare il tasso di campioni del segnale discretizzato S_{SS} . In dettaglio, la frequenza di uscita f_o può essere diversa, in particolare minore o uguale, rispetto alla frequenza di campionamento f_{SS} del segnale discretizzato S_{SS} .

20 Il circuito di controllo 4 comprende inoltre un modulo di correzione 37 che opera come un sagomatore di rumore di quantizzazione ("quantization-noise shaper") e genera il segnale di correzione S_{canc} , come descritto in seguito.

In dettaglio, il modulo di correzione 37 comprende un
25 demodulatore di quadratura 40, uno stadio di filtraggio 42,

un quantizzatore 43 e un modulatore di correzione 45, reciprocamente accoppiati.

In pratica, in questa forma di realizzazione, il modulo di correzione 37 è un modulatore sigma-delta.

5 Il demodulatore di quadratura 40 comprende un demodulatore 47 che riceve in ingresso il segnale di rilevamento S_S e il segnale di clock fuori-fase CK_{90} e fornisce un segnale di quadratura demodulato S_{Q-DEM} .

10 Il segnale di quadratura demodulato S_{Q-DEM} è formato da una componente del segnale di rilevamento S_S che è in fase con il segnale di posizione S_R (e quindi in quadratura rispetto al segnale di pilotaggio S_D).

15 Lo stadio di filtraggio 42 ha una frequenza di taglio, riceve il segnale di quadratura demodulato S_{Q-DEM} e genera un segnale filtrato S_f .

La frequenza di taglio dello stadio di filtraggio 42 può essere scelta in fase di progettazione, a seconda della specifica applicazione.

20 In particolare, la frequenza di taglio dello stadio di filtraggio 42 è scelta in funzione della banda di frequenze di interesse BW e/o della frequenza di campionamento f_{ss} , ad esempio può essere uguale alla frequenza massima della banda di frequenze di interesse BW.

25 In dettaglio, lo stadio di filtraggio 42 comprende un filtro passa-basso 50, ricevente il segnale di quadratura

demodulato S_{Q-DEM} , e un amplificatore 51 avente un guadagno k , accoppiato ad un'uscita del filtro passa-basso 50 e configurato per fornire il segnale filtrato S_f .

La figura 3 mostra in dettaglio lo schema circuitale di una forma di realizzazione dello stadio di filtraggio 42, qui formato da un circuito attivo di tipo RC del secondo ordine. In particolare, lo stadio di filtraggio 42 comprende due stadi di filtraggio RC 53, 54 reciprocamente accoppiati in cascata tramite un condensatore 55 di capacità C_z , in cui ciascuno stadio di filtraggio RC comprende un rispettivo amplificatore 56, un condensatore 57 e un resistore 58.

Tuttavia, lo stadio di filtraggio 42 può essere di un ordine N diverso da due e può essere di tipo diverso, ad esempio può essere formato da elementi a transconduttanza o può essere di tipo passivo e formato da una rete di induttori e condensatori.

Nuovamente con riferimento alle figure 1 e 2, il quantizzatore 43 riceve il segnale filtrato S_f e il segnale di clock di correzione CK_{FS} .

Il quantizzatore 43, ad esempio avente un'architettura a singolo bit o a multibit, ad esempio di tipo FLASH o del tipo a registro ad approssimazioni successive ("Successive Approximation Register", SAR), genera un segnale di capacità fine N_c discreto, in funzione del valore del segnale filtrato S_f , con una frequenza pari alla frequenza f_{FS} del segnale di

clock di correzione CK_{FS} .

Secondo una forma di realizzazione, il quantizzatore 43 può essere configurato per confrontare il valore del segnale filtrato S_f con un valore di soglia V_{th} , ad ogni evento, ad esempio un fronte di salita o discesa, del segnale di clock di correzione CK_{FS} .

Ad esempio, il valore di soglia V_{th} può essere pari a zero e se il segnale filtrato S_f , in modulo, è maggiore del valore di soglia V_{th} , allora il quantizzatore 43 può incrementare (o diminuire) il valore del segnale di capacità fine N_c di una unità.

Ad esempio, il quantizzatore 43 può generare il segnale di capacità fine N_c in modo che il segnale di capacità fine N_c sia uguale al valore numerico, ad esempio in formato binario, del rapporto tra il segnale filtrato S_f e un segnale di riferimento di conversione, ad esempio pari al valore di soglia V_{th} .

Tuttavia, il quantizzatore 43 può essere configurato per modificare il valore del segnale di capacità fine N_c in maniera differente, ad esempio utilizzando un codice di codifica non binario, in particolare di tipo termometrico.

In aggiunta o in alternativa, il quantizzatore 43 può essere configurato per avere una funzione di *dithering* sul segnale di capacità fine N_c .

In pratica, il quantizzatore 43 aggiorna il valore del

segnale di capacità fine N_C con una frequenza pari alla frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} .

In questa forma di realizzazione, il quantizzatore 43 fornisce inoltre un segnale di segno fine s_C , indicativo del
5 segno del segnale filtrato S_F , e quindi del segnale demodulato di quadratura S_{Q-DEM} . In pratica, il segnale di segno fine s_C indica il segno di sfasamento della componente di quadratura del segnale di rilevamento S_S rispetto al
10 segnale di posizione S_R ; ovvero se la componente di quadratura del segnale di rilevamento S_S è sfasata di 0° o di 180° rispetto al segnale di posizione S_R .

Il modulatore di correzione 45 riceve il segnale di capacità fine N_C e il segnale di posizione S_R , e genera il segnale di cancellazione S_{canc} .

15 In questa forma di realizzazione, il modulatore di correzione 45 comprende un primo condensatore variabile 60, il cui valore di capacità è comandato dal segnale di capacità fine N_C . Ad esempio, il primo condensatore variabile 60 può essere formato da una pluralità di moduli capacitivi
20 accoppiati in parallelo, ciascuno dei quali può essere attivato o disattivato in funzione del valore indicato dal segnale di capacità fine N_C .

Il modulatore di correzione 45 comprende inoltre un primo sfasatore 63, ricevente il segnale di posizione S_R e
25 il segnale di segno fine s_C , e un attenuatore 65 accoppiato

ad un'uscita del primo sfasatore 63.

Il primo sfasatore 63 fornisce un segnale sfasato S_{dp} all'attenuatore 65. Il segnale sfasato S_{dp} è uguale al segnale di posizione S_R o al segnale di posizione S_R sfasato, in particolare sfasato di 180° , in funzione del valore di segno indicato dal segnale di segno fine s_c .

L'attenuatore 65 attenua il segnale sfasato S_{dp} generando una tensione di cancellazione fine V_{CANC-C} .

Il primo condensatore variabile 60 ha un primo terminale 61 accoppiato al nodo sommatore di ingresso 17 e un secondo terminale 62 accoppiato all'uscita dell'attenuatore 65, ovvero alla tensione di cancellazione fine V_{CANC-C} .

In questa forma di realizzazione, il modulatore di correzione 45 comprende inoltre un registro 68, un secondo condensatore variabile 70 e un secondo sfasatore 72.

Il registro 68 fornisce al secondo condensatore variabile 70 un segnale di capacità grossolana N_H , configurato per impostare il valore di capacità del secondo condensatore 70.

Ad esempio, il secondo condensatore variabile 70 può essere formato da una pluralità di moduli capacitivi accoppiati in parallelo, ciascuno dei quali può essere attivato o disattivato in funzione del valore indicato dal segnale di capacità grossolana N_H .

Il valore del segnale di capacità grossolana N_H può

essere determinato durante una fase di calibrazione iniziale del giroscopio MEMS 1 e/o può essere modificato in caso di successive fasi di calibrazione del giroscopio MEMS 1.

Il registro 68 fornisce inoltre un segnale di segno grossolano s_H al secondo sfasatore 72, indicativo di un segno iniziale di sfasamento tra la componente di quadratura del segnale di rilevamento S_S e il segnale di posizione S_R , misurato nella fase di calibrazione iniziale.

Il secondo sfasatore 72 riceve il segnale di posizione S_R e fornisce una tensione di cancellazione grossolana V_{CANC-H} . La tensione di cancellazione grossolana V_{CANC-H} è uguale al segnale di posizione S_R o al segnale di posizione S_R sfasato, in particolare sfasato di 180° , in funzione del valore di segno indicato dal segnale di segno grossolano s_H .

Il secondo condensatore variabile 70 ha un primo terminale 71 accoppiato al nodo sommatore di ingresso 17 e un secondo terminale 72 accoppiato all'uscita del secondo sfasatore 72, ovvero alla tensione di cancellazione grossolana V_{CANC-H} .

In uso, il segnale di pilotaggio S_D causa una oscillazione della struttura di pilotaggio 8 lungo la direzione di pilotaggio, ad esempio il primo asse X. In presenza di una rotazione del giroscopio MEMS 1 attorno ad un asse trasversale alla direzione di pilotaggio, ad esempio attorno al terzo asse Z, la struttura mobile 6 subisce uno

spostamento lungo la direzione di rilevamento, parallelamente al secondo asse Y nell'esempio considerato. Il movimento della struttura mobile 6 modifica il valore di capacità C_{MEMS} del condensatore di rilevamento 13. Di
5 conseguenza, il condensatore di rilevamento 13 genera una corrente di misura I_{Cor} , indicativa della rotazione del giroscopio MEMS 1.

A causa di imperfezioni di fabbricazione del sistema oscillante 3, il segnale di pilotaggio S_D può causare un
10 movimento spurio della struttura mobile 6 lungo la direzione di rilevamento anche in assenza di rotazioni del giroscopio MEMS 1. Il movimento spurio è rilevabile dal condensatore di rilevamento 13, che genera quindi anche una corrente di quadratura I_Q che si somma alla corrente di misura I_{Cor} .

15 La corrente di quadratura I_Q è sfasata rispetto alla corrente di misura I_{Cor} , in particolare sfasata di 90° , (introducendo quindi una componente di quadratura nel segnale di misura S_M).

Il segnale di correzione S_{CANC} comprende qui una corrente
20 di cancellazione I_{CANC} generata dal primo e dal secondo condensatore variabile 60, 70 a partire dal segnale di riferimento, qui il segnale di posizione S_R . In dettaglio, la capacità del condensatore variabile fine 60 e del condensatore variabile grossolano 70 fanno sì che la corrente
25 di cancellazione I_{CANC} abbia ampiezza uguale, in modulo,

rispetto alla corrente di quadratura I_Q , come mostrato nel grafico di figura 4, in cui la corrente di quadratura I_Q è indicata da una linea tratteggiata.

Inoltre, il primo e il secondo sfasatore 63, 72 fanno sì che la corrente di cancellazione I_{CANC} abbia verso opposto rispetto alla corrente di quadratura I_Q , come ancora mostrato in figura 4.

In pratica, la corrente di cancellazione I_{CANC} cancella la corrente di quadratura I_Q ; quindi, l'amplificatore 23 riceve e amplifica, in prima approssimazione, solamente la componente del segnale di misura S_M data dalla rotazione del giroscopio MEMS 1.

Il fatto che la capacità del condensatore variabile fine 60 venga aggiornata, in uso, alla frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} , fa sì che un possibile rumore introdotto dalla quantizzazione del segnale filtrato S_f sia ad una frequenza che è esterna alla banda di interesse BW del segnale di rilevamento demodulato S_{S-DEM} utilizzata per rilevare la rotazione del giroscopio MEMS 1.

La frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} può essere maggiore della frequenza massima della banda di frequenze di interesse BW.

In particolare, la frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} può essere maggiore della frequenza di uscita f_o del segnale di uscita S_o .

In pratica, il modulo di correzione 37, in particolare il condensatore variabile fine 60, consente di modulare in maniera adattiva il segnale di correzione S_{CANC} , così da compensare variazioni della corrente di quadratura I_Q ,
5 durante l'uso del giroscopio MEMS 1, senza che venga introdotto rumore nella banda di frequenze di interesse BW. Il giroscopio MEMS 1 è quindi in grado di compensare efficacemente variazioni della componente di errore di quadratura del segnale di misura S_M , senza compromettere la
10 sensitività di rilevamento di una rotazione del giroscopio MEMS 1.

Secondo una forma di realizzazione, come ad esempio mostrato in figura 4, la corrente di cancellazione I_{CANC} viene aggiornata in istanti temporali di aggiornamento 75, 76,
15 corrispondenti rispettivamente a picchi e valli della corrente di cancellazione I_{CANC} .

I picchi e le valli della corrente di cancellazione I_{CANC} corrispondono agli istanti in cui la tensione di cancellazione grossolana V_{CANC-C} ha massima pendenza, ovvero
20 quando attraversa il valore zero. In pratica, il segnale di clock di correzione CK_{FS} è sincronizzato con gli attraversamenti di zero del segnale di posizione S_R .

In questo modo, la variazione di capacità del primo condensatore variabile 60 si ha quando la tensione ai suoi
25 capi assume il valore zero, evitando così l'insorgere di

correnti di picco associate alla carica e scarica del primo condensatore variabile 60 durante l'aggiornamento del rispettivo valore di capacità, che potrebbero compromettere le prestazioni del giroscopio MEMS 1.

5 In particolare, se la frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} è pari al doppio della frequenza di pilotaggio f_D , come mostrato in figura 4, si può massimizzare la frequenza di aggiornamento del segnale di capacità grossolana N_C e quindi della corrente di cancellazione I_{CANC} .

10 La figura 5 mostra una diversa forma di realizzazione del presente giroscopio MEMS, qui indicato da 100. Il giroscopio MEMS 100 ha una struttura generale simile a quella del giroscopio MEMS 1; di conseguenza, elementi in comune sono indicati dagli stessi numeri di riferimento e non sono
15 ulteriormente descritti.

Il giroscopio MEMS 100 ha una architettura di tipo differenziale ed è formato anche qui da un sistema oscillante, qui indicato da 103, e comprendente una struttura mobile, qui non mostrata, una prima e una seconda struttura
20 di pilotaggio 108A, 108B, e una prima e una seconda struttura di rilevamento 110A, 110B, e da un circuito di controllo, qui indicato da 104.

La prima e la seconda struttura di rilevamento 110A, 110B sono uguali alla struttura di rilevamento 10 del
25 giroscopio MEMS 1. In dettaglio, la prima struttura di

rilevamento 110A forma un condensatore di rilevamento 13 avente capacità C_{M+} e i cui terminali sono rispettivamente ad una tensione di rotore V_{ROT} e ad una tensione di statore positiva V_{STAT+} .

5 La seconda struttura di rilevamento 110B forma un condensatore di rilevamento 13 avente capacità C_{M-} e i cui terminali sono rispettivamente alla tensione di rotore V_{ROT} e ad una tensione di statore negativa V_{STAT-} .

10 In pratica, la prima e la seconda struttura di rilevamento 110A, 110B sono configurate per rilevare, in maniera differenziale, un movimento della struttura mobile lungo la direzione di rilevamento.

15 La prima e la seconda struttura di pilotaggio 108A, 108B sono ciascuna uguali alla struttura di pilotaggio 8 del giroscopio MEMS 1. In questa forma di realizzazione, la prima struttura di pilotaggio 108A riceve un segnale di pilotaggio, qui una tensione di pilotaggio positiva V_{D+} , e genera un segnale di posizione, qui una tensione di posizione positiva V_{R+} , e la seconda struttura di pilotaggio 108B riceve un
20 segnale di pilotaggio, qui una tensione di pilotaggio negativa V_{D-} , e genera un segnale di posizione, qui una tensione di posizione negativa V_{R-} .

25 In pratica, la prima e la seconda struttura di pilotaggio 108A, 108B sono configurate per pilotare la struttura mobile e rilevare il movimento della struttura

mobile lungo la direzione di pilotaggio, in maniera differenziale.

Il circuito di controllo 104 comprende una circuiteria di rilevamento, qui indicata da 120, il modulo di
5 elaborazione di segnale 30, un modulo di pilotaggio, qui indicato da 115, e un modulo di correzione, qui indicato da 137.

Il modulo di pilotaggio 115 genera la tensione di pilotaggio positiva V_{D+} e la tensione di pilotaggio negativa
10 V_{D-} , reciprocamente sfasate di 180° , ciascuno avente la frequenza di pilotaggio f_D .

Il modulo di pilotaggio 115 riceve la tensione di posizione positiva V_{R+} e la tensione di posizione negativa V_{R-} e genera anche qui il segnale di clock in-fase CK_0 , il
15 segnale di clock fuori-fase CK_{90} e il segnale di clock di correzione CK_{FS} .

Il segnale di clock in-fase CK_0 è in quadratura con un segnale differenza $V_{R+}-V_{R-}$ dato dalla differenza tra la tensione di posizione positiva V_{R+} e la tensione di posizione
20 negativa V_{R-} .

In dettaglio, i fronti di salita (o discesa) del segnale di clock in-fase CK_0 sono sincronizzati con i picchi (o le valli) del segnale differenza $V_{R+}-V_{R-}$. I fronti di salita (o discesa) del segnale di clock fuori-fase CK_{90} sono
25 sincronizzati con gli attraversamenti di zero del segnale

differenza $V_{R+}-V_{R-}$.

La circuiteria di rilevamento 120 comprende un amplificatore 123, di tipo differenziale, avente due ingressi, di cui un ingresso positivo 113 e un ingresso
5 negativo 114, e due uscite, di cui un'uscita negativa 115 e un'uscita positiva 116.

L'ingresso positivo 113 è accoppiato al terminale della prima struttura di rilevamento 110A alla tensione positiva di statore V_{STAT+} , e l'ingresso negativo 114 è accoppiato al
10 terminale della seconda struttura di rilevamento 110B alla tensione negativa di statore V_{STAT-} .

La circuiteria di rilevamento 120 comprende inoltre un primo condensatore di retroazione 124A, avente capacità C_{FB+} e accoppiato tra l'ingresso positivo 113 e l'uscita negativa
15 115 dell'amplificatore 123, e un secondo condensatore di retroazione 124B, avente capacità C_{FB-} e accoppiato tra l'ingresso negativo 114 e l'uscita positiva 116 dell'amplificatore 123.

L'uscita negativa 115 e l'uscita positiva 116
20 dell'amplificatore 123 sono rispettivamente ad una tensione positiva di rilevamento V_{S+} e ad una tensione negativa di rilevamento V_{S-} .

In questa forma di realizzazione, il modulo di elaborazione di segnale 30 riceve la tensione positiva di
25 rilevamento V_{S+} e la tensione negativa di rilevamento V_{S-} . Il

demodulatore 32 demodula la tensione positiva di rilevamento V_{S+} e la tensione negativa di rilevamento V_{S-} utilizzando il segnale di clock in-fase CK_0 e genera il segnale di rilevamento demodulato, qui indicato da V_{S-DEM} .

5 Il convertitore analogico-digitale 33 e il processore digitale 35 generano, a partire dal segnale di rilevamento demodulato V_{S-DEM} , il segnale di uscita S_0 alla frequenza di uscita f_0 , come sopra descritto per il giroscopio MEMS 1.

10 Il modulo di correzione 137 comprende il demodulatore di quadratura 40 includente il demodulatore 47, lo stadio di filtraggio 42 includente il filtro 50 e l'amplificatore 51, il quantizzatore 43 e il modulatore di correzione, qui indicato da 145.

15 Il demodulatore 47 riceve e demodula la tensione positiva di rilevamento V_{S+} e la tensione negativa di rilevamento V_{S-} utilizzando il segnale di clock fuori-fase CK_{90} , a partire da cui genera rispettivamente una tensione positiva demodulata di quadratura V_{Q-DEM+} e una tensione negativa demodulata di quadratura V_{Q-DEM-} .

20 Lo stadio filtraggio 42 riceve la tensione positiva demodulata di quadratura V_{Q-DEM+} e la tensione negativa demodulata di quadratura V_{Q-DEM-} , a partire da cui genera rispettivamente una tensione filtrata positiva V_{f+} e una tensione filtrata negativa V_{f-} .

25 Il quantizzatore 43 riceve la tensione filtrata

positiva V_{f+} e la tensione filtrata negativa V_{f-} e fornisce il segnale di capacità fine N_c .

In dettaglio, in questa forma di realizzazione, il valore del segnale di capacità fine N_c viene aggiornato alla
5 frequenza f_{FS} del segnale di clock di correzione CK_{FS} e dipende dalla differenza tra la tensione filtrata positiva V_{f+} e la tensione filtrata negativa V_{f-} , ad esempio rispetto ad una tensione di soglia, determinabile in fase di calibrazione.

Anche qui, il quantizzatore 43 fornisce il segnale di
10 segno fine s_c , indicativo del segno della differenza tra la tra la tensione filtrata positiva V_{f+} e la tensione filtrata negativa V_{f-} .

Il modulo di correzione 145 comprende l'attenuatore 65, un primo e un secondo condensatore variabile fine 160A, 160B,
15 tra loro uguali, e un primo deviatore di segnale 167.

L'attenuatore 65 riceve e attenua la tensione di posizione positiva V_{R+} e la tensione di posizione negativa V_{R-} , da cui genera rispettivamente una tensione di cancellazione positiva V_{c+} e una tensione di cancellazione
20 negativa V_{c-} .

Il primo e il secondo condensatore variabile fine 160A, 160B ricevono il segnale di capacità fine N_c , che ne comanda il valore di capacità. Ad esempio, il primo e il secondo condensatore variabile fine 160A, 160B possono essere
25 formati ciascuno da una pluralità di moduli capacitivi

accoppiati in parallelo e attivabili o disattivabili in funzione del valore indicato dal segnale di capacità fine N_c .

Il primo e il secondo condensatore variabile fine 160A, 160B hanno ciascuno un primo terminale 161 accoppiato ad un rispettivo ingresso del primo deviatore 167, e un secondo terminale 162 alla tensione positiva di cancellazione V_{C+} e, rispettivamente, alla tensione negativa di cancellazione V_{C-} .

Il primo deviatore 167 è comandato dal segnale di segno fine s_c e ha una prima uscita accoppiata all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123 e una seconda uscita accoppiata all'ingresso negativo 114 dell'amplificatore 123.

Ad esempio, quando il segnale di segno fine s_c indica un segno negativo, il primo deviatore 167 accoppia (come indicato in figura 5 dalle linee tratteggiate internamente al primo deviatore 167) il primo condensatore variabile fine 160A all'ingresso negativo 114 dell'amplificatore 123 e il secondo condensatore variabile fine 160B all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123.

Viceversa, quando il segnale di segno fine s_c indica un segno positivo, il primo deviatore 167 accoppia (come indicato in figura 5 dalle linee continue internamente al primo deviatore 167) il primo condensatore variabile fine 160A all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123 e il

secondo condensatore variabile fine 160B all'ingresso negativo 114 dell'amplificatore 123.

Il blocco di modulazione 145 comprende inoltre il registro 68, che memorizza il segnale di capacità grossolana N_H e il segnale di segno grossolano s_H , un primo e un secondo condensatore variabile grossolano 170A, 170B, e un secondo deviatore 172.

Il primo e il secondo condensatore variabile grossolano 170A, 170B ricevono il segnale di capacità grossolano N_H , che ne comanda il valore di capacità. Ad esempio, il primo e il secondo condensatore variabile grossolano 170A, 170B possono essere formati ciascuno da una pluralità di moduli capacitivi accoppiati in parallelo e attivabili o disattivabili in funzione del valore indicato dal segnale di capacità grossolano N_H .

Il primo e il secondo condensatore variabile grossolano 170A, 170B hanno ciascuno un primo terminale 171 accoppiato ad un rispettivo ingresso del secondo deviatore 172, e un secondo terminale 173 alla tensione di posizione positiva V_{R+} e, rispettivamente, alla tensione di posizione negativa V_{R-} .

Il secondo deviatore 172 è comandato dal segnale di segno grossolano s_H e ha una prima uscita accoppiata all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123 e una seconda uscita accoppiata all'ingresso negativo 114

dell'amplificatore 123.

Ad esempio, quando il segnale di segno grossolano s_H indica un segno negativo, il secondo deviatore 172 accoppia il primo condensatore variabile grossolano 170A all'ingresso negativo 114 dell'amplificatore 123 e il secondo condensatore variabile grossolano 170B all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123, come indicato in figura 5 dalle linee tratteggiate internamente al secondo deviatore 172.

Viceversa, quando il segnale di segno grossolano s_H indica un segno positivo, il secondo deviatore 172 accoppia il primo condensatore variabile grossolano 170A all'ingresso positivo 113 dell'amplificatore 123 e il secondo condensatore variabile grossolano 170B all'ingresso negativo 114 dell'amplificatore 123, come indicato in figura 5 dalle linee continue internamente al secondo deviatore 172.

In uso, il modulatore di correzione 145 permette di generare una corrente positiva di cancellazione I_{CANC+} e una corrente negativa di cancellazione I_{CANC-} , in maniera analoga a quanto discusso sopra per il modulatore di correzione 45 del giroscopio MEMS 1. La corrente positiva di cancellazione I_{CANC+} e la corrente negativa di cancellazione I_{CANC-} annullano l'eventuale componente di quadratura generata dai condensatori di rilevamento 13 della prima e della seconda struttura di rilevamento 110A, 110B.

In ingresso all'amplificatore 123 vengono quindi

compensate le componenti di quadratura del segnale di misura S_M . Il segnale di uscita S_0 del giroscopio MEMS 100 non risente dell'errore di quadratura e il giroscopio MEMS 100 ha una elevata sensibilità di rilevamento.

5 Inoltre, in questa forma di realizzazione, il primo e il secondo deviatore 167, 172 permettono di invertire, in uso, il segno del segnale di cancellazione S_{CANC} , qui ottenuto in maniera differenziale dalla corrente di cancellazione positiva I_{CANC+} e dalla corrente di cancellazione negativa
10 I_{CANC-} .

Risulta infine chiaro che al giroscopio MEMS 1, 100 qui descritti ed illustrati possono essere apportate modifiche e varianti senza per questo uscire dall'ambito protettivo della presente invenzione, come definito nelle
15 rivendicazioni allegate.

Anche il condensatore variabile grossolano 70 e/o il primo e il secondo condensatore variabile grossolano 170A, 170B possono essere comandati da un rispettivo segnale di capacità generato da un rispettivo quantizzatore.

20 In alternativa, il modulatore di correzione 45 può essere formato da un solo gruppo di modulazione comprendente il condensatore variabile fine 60 e il primo sfasatore 63. Similmente, il modulatore di correzione 145 può essere formato da un solo gruppo di modulazione comprendente il
25 primo e il secondo condensatore variabile fine 160A, 160B e

il primo deviatore 167.

Ad esempio, nel giroscopio MEMS 1 di figura 2, la disposizione reciproca dell'attenuatore 65 e del primo sfasatore 63 può essere invertita.

5 Inoltre, ad esempio, nei modulatori di correzione 45, 145, i segnali di cancellazione I_{CANC} , I_{CANC+} , I_{CANC-} possono essere generati direttamente a partire dai rispettivi segnali di posizione S_R , V_{R+} , V_{R-} , ovvero senza che i segnali di posizione siano sottoposti ad attenuazione.

10 I modulatori di correzione 45, 145 possono essere configurati per generare il segnale di cancellazione S_{CANC} in maniera differente.

Ad esempio, con riferimento al blocco di modulazione 45 del giroscopio MEMS 1, la corrente di cancellazione I_{CANC} può
15 essere ottenuta mantenendo costante nel tempo la tensione di cancellazione fine V_{CANC-C} e variando nel tempo la capacità del condensatore variabile fine 60 alla frequenza di pilotaggio.

Ad esempio, il circuito di controllo 4 può comprendere
20 un convertitore analogico-digitale in modo che il demodulatore di quadratura 40 e/o lo stadio di filtraggio 42 possono essere implementati utilizzando un'architettura di tipo digitale invece che analogica.

Ad esempio, il giroscopio MEMS 1, 100 può essere di
25 tipo monoassiale, biassiale o triassiale.

Ad esempio, la struttura mobile 6 può comprendere una o più masse mobili, a seconda della specifica applicazione del giroscopio MEMS 1, 100. Nel caso in cui la struttura mobile 6 comprenda una pluralità di masse mobili, il
5 giroscopio MEMS 1, 100 può comprendere una pluralità di strutture di pilotaggio, ad esempio una per ciascuna massa mobile. In alternativa, il giroscopio MEMS 1, 100 può comprendere una sola struttura di pilotaggio accoppiata ad una massa mobile di pilotaggio e le rimanenti masse mobili
10 possono essere opportunamente accoppiate elasticamente alla massa mobile di pilotaggio.

Infine, le forme di realizzazione descritte possono essere combinate per formare ulteriori soluzioni.

RIVENDICAZIONI

1. Circuito di controllo (4; 104) per un giroscopio MEMS (1; 100), configurato per ricevere un segnale di misura (S_M) avente una componente di quadratura (I_Q) e una
5 componente di rilevamento (I_{Cor}) dal giroscopio MEMS, il circuito di controllo comprendendo:

uno stadio di ingresso (17, 20; 113, 114, 120) configurato per acquisire un segnale di ingresso ($S_M + S_{CANC}$) e per generare un segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}) in
10 risposta all'acquisizione del segnale di ingresso, il segnale di ingresso essendo funzione del segnale di misura e di un segnale di cancellazione di quadratura (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-});

uno stadio di elaborazione (30) configurato per
15 estrarre una prima componente (S_{S-DEM} ; V_{S-DEM}) del segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}), la prima componente del segnale di acquisizione essendo indicativa della componente di rilevamento del segnale di misura e avendo una banda di frequenze di rilevamento; e

20 uno stadio di correzione di quadratura (37; 137) configurato per estrarre una seconda componente (S_{Q-DEM} ; V_{Q-DEM+} , V_{Q-DEM-}) del segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}), la seconda componente del segnale di acquisizione essendo indicativa della componente di quadratura del segnale di
25 misura, e per generare il segnale di cancellazione di

quadratura (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-}) a partire da un segnale di riferimento (S_R , V_{CANC-C} ; V_{C+} , V_{C-}),

in cui il segnale di cancellazione di quadratura è un segnale modulato in funzione della seconda componente del
5 segnale di acquisizione, ad una frequenza di aggiornamento (f_{FS}) che è esterna alla banda di frequenze di rilevamento.

2. Circuito di controllo secondo la rivendicazione precedente, in cui lo stadio di correzione di quadratura è un modulatore sigma-delta.

10 3. Circuito di controllo secondo la rivendicazione 1 o 2, in cui lo stadio di correzione di quadratura (37; 137) comprende:

uno stadio di filtraggio (42) configurato per filtrare la seconda componente (S_{Q-DEM} ; V_{Q-DEM+} , V_{Q-DEM-}) del segnale di
15 acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}), generando un segnale filtrato (S_f ; V_{F+} , V_{F-});

un quantizzatore (43) configurato per ricevere un segnale di clock di aggiornamento (CK_{FS}) avente la frequenza di aggiornamento (f_{FS}) e per generare un segnale digitale di
20 correzione (N_C , s_C), a partire dal segnale filtrato, avente un tasso di dati pari alla frequenza di aggiornamento; e

un modulatore (45; 145) configurato per generare il segnale di cancellazione di quadratura (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-}), modulandone ampiezza e/o fase in funzione del segnale
25 digitale di correzione, in modo tale da cancellare la

componente di quadratura (I_Q) del segnale di misura nel segnale di ingresso (S_M+S_{CANC}).

4. Circuito di controllo secondo la rivendicazione precedente, in cui lo stadio di ingresso (20; 120) ha un
5 nodo di ingresso (17; 113, 114) configurato per ricevere il segnale di misura, il modulatore comprendendo un primo condensatore variabile (60; 160A, 160B) avente un primo terminale (61; 162) accoppiato al nodo di ingresso dello stadio di ingresso e un secondo terminale (62; 161)
10 configurato per ricevere una tensione di ingresso (V_{CANC-C} ; V_{C+} , V_{C-}) funzione del segnale di riferimento, il segnale digitale di correzione (N_C) essendo configurato per modificare la capacità del primo condensatore variabile e modulare l'ampiezza del segnale di cancellazione di
15 quadratura.

5. Circuito di controllo secondo la rivendicazione 3 o 4, in cui il segnale di correzione comprende un segnale di segno (s_C) indicativo di un segno di sfasamento del segnale filtrato (S_f), il modulatore comprendendo inoltre un blocco
20 di sfasamento (63; 167) configurato per invertire la fase del segnale di cancellazione di quadratura (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-}) in funzione del segnale di segno.

6. Circuito di controllo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 3-5, in cui il segnale di clock di
25 aggiornamento (CK_{FS}) è sincronizzato con gli attraversamenti

di zero del segnale di riferimento (S_R ; V_{R+} , V_{R-}).

7. Circuito di controllo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui il segnale di riferimento ha una prima frequenza (f_D) e la frequenza di aggiornamento
5 (f_{FS}) è pari al doppio della prima frequenza.

8. Circuito di controllo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1-6, configurato per ricevere il segnale di riferimento (S_R ; V_{R+} , V_{R-}) da un sistema oscillante (3; 103) del giroscopio MEMS, il circuito di controllo comprendendo
10 inoltre un modulo di pilotaggio (15; 115) configurato per generare un segnale di pilotaggio (S_D , V_{D+} , V_{D-}) avente una prima frequenza (f_D) e configurato per causare una oscillazione di pilotaggio del sistema oscillante (3; 103), il segnale di riferimento essendo indicativo
15 dell'oscillazione di pilotaggio del sistema oscillante.

9. Circuito di controllo secondo la rivendicazione precedente, in cui il modulo di pilotaggio è configurato per generare un primo segnale demodulante (CK_0) avente la prima frequenza e in quadratura rispetto al segnale di riferimento,
20 un secondo segnale demodulante (CK_{90}) avente la prima frequenza e in fase rispetto al segnale di riferimento, lo stadio di elaborazione (30) essendo configurato per estrarre la prima componente del segnale di acquisizione utilizzando il primo segnale demodulante, lo stadio di correzione di
25 quadratura (37; 137) essendo configurato per estrarre la

seconda componente del segnale di acquisizione utilizzando il secondo segnale demodulante.

10. Circuito di controllo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 4-9, in cui il modulatore comprende inoltre
5 un secondo condensatore variabile (70; 170A, 170B) e un registro (68), il secondo condensatore variabile avendo un primo terminale (71; 173) accoppiato al nodo di ingresso (17; 113, 114) dello stadio di ingresso (20; 120) e un secondo terminale (72; 171) configurato per ricevere una
10 seconda tensione di ingresso ($V_{\text{CANC-H}}$; $V_{\text{R+}}$, $V_{\text{R-}}$) funzione del segnale di riferimento, il registro (68) essendo configurato per generare un segnale di correzione di calibrazione (N_{H} , s_{H}), il segnale di correzione di calibrazione (N_{C}) essendo configurato per impostare un valore di capacità di
15 calibrazione del secondo condensatore variabile.

11. Circuito di controllo (104) secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, avente una architettura di tipo differenziale, in cui lo stadio di ingresso (120) ha un primo ingresso (113) e un secondo ingresso (114) ed è
20 configurato per ricevere un segnale di misura di tipo differenziale dal giroscopio MEMS e un segnale di cancellazione di quadratura ($I_{\text{CANC+}}$, $I_{\text{CANC-}}$) di tipo differenziale dallo stadio di correzione di quadratura (137).

25 12. Giroscopio MEMS (1; 100) comprendente un circuito

di controllo (4; 104) secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti e un sistema oscillante (3; 103) configurato per generare il segnale di misura (S_M).

13. Metodo di controllo per un giroscopio MEMS (1; 100) comprendente un circuito di controllo (4; 104), il metodo di controllo comprendendo, da parte del circuito di controllo:

ricevere un segnale di misura (S_M) avente una componente di quadratura (I_Q) e una componente di rilevamento (I_{Cor}) dal giroscopio MEMS;

10 acquisire un segnale di ingresso ($S_M + S_{CANC}$), il segnale di ingresso essendo funzione del segnale di misura e di un segnale di cancellazione di quadratura (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-});

generare un segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}) in
15 risposta all'acquisizione del segnale di ingresso;

estrarre una prima componente (S_{S-DEM} ; V_{S-DEM}) del segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}) indicativa della componente di rilevamento del segnale di misura, la prima componente del segnale di acquisizione avendo una banda di frequenze di
20 rilevamento;

estrarre una seconda componente (S_{Q-DEM} ; V_{Q-DEM+} , V_{Q-DEM-}) del segnale di acquisizione (S_S ; V_{S+} , V_{S-}) indicativa della componente di quadratura del segnale di misura; e

generare il segnale di cancellazione di quadratura
25 (S_{CANC} , I_{CANC} ; I_{CANC+} , I_{CANC-}) a partire da un segnale di

riferimento (S_R , V_{CANC-C} ; V_{C+} , V_{C-}),

in cui il segnale di cancellazione di quadratura è un segnale modulato in funzione della seconda componente del segnale di acquisizione, ad una frequenza di aggiornamento
5 (f_{FS}) che è esterna alla banda di frequenze di rilevamento.

14. Metodo di controllo secondo la rivendicazione precedente, in cui generare il segnale di cancellazione di quadratura comprende:

filtrare la seconda componente del segnale di
10 acquisizione, generando un segnale filtrato (S_f ; V_{F+} , V_{F-});

generare, a partire dal segnale filtrato e da parte di un quantizzatore (43) comandato da un segnale di clock di aggiornamento (CK_{FS}) avente la frequenza di aggiornamento, un segnale digitale di correzione (N_c , s_c) avente un tasso
15 di dati pari alla frequenza di aggiornamento; e

modulare ampiezza e/o fase del segnale di cancellazione di quadratura in funzione del segnale digitale di correzione, in modo da cancellare la componente di quadratura (I_Q) del segnale di misura nel segnale di ingresso
20 ($S_M + S_{CANC}$).

15. Metodo di controllo secondo la rivendicazione precedente, in cui il segnale di clock di aggiornamento è sincronizzato con gli attraversamenti di zero del segnale di riferimento (S_R , V_{R+} , V_{R-}).

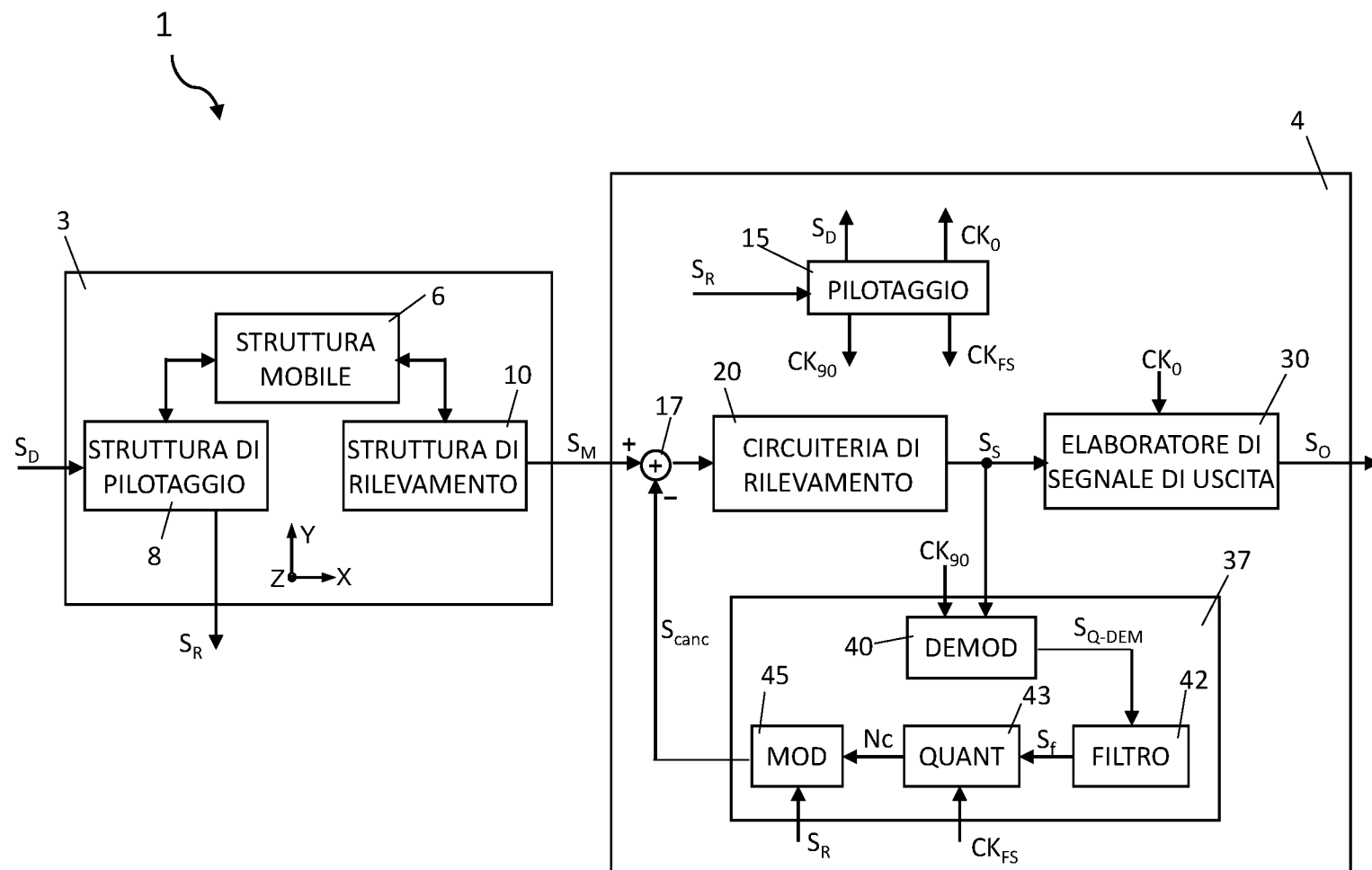


Fig. 1

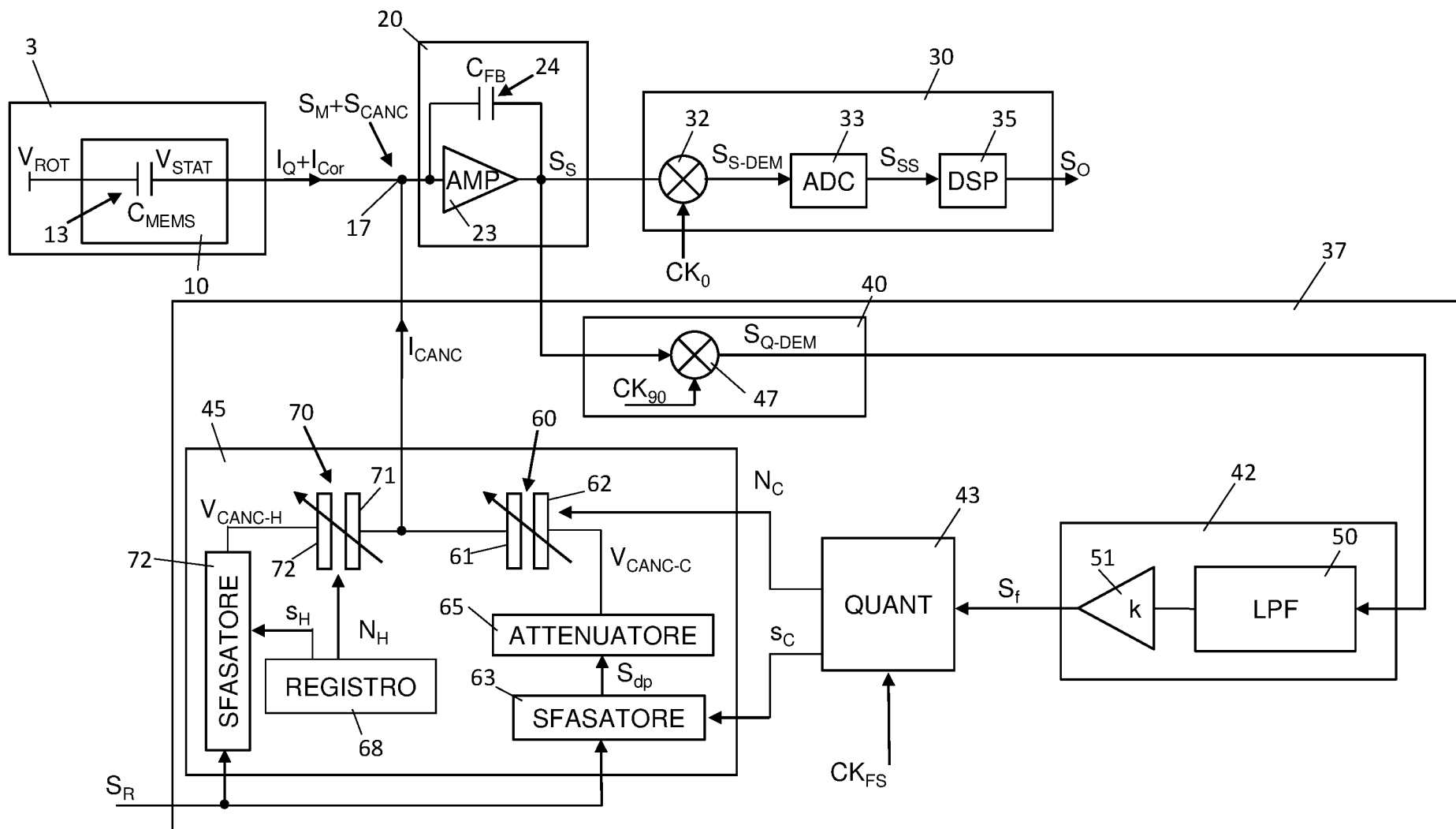


Fig. 2

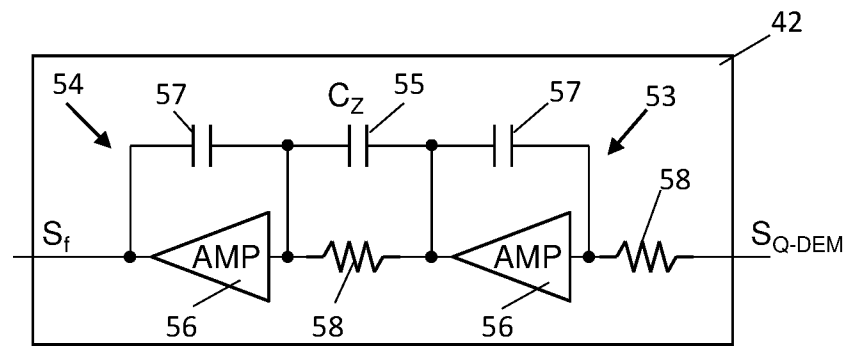


Fig. 3

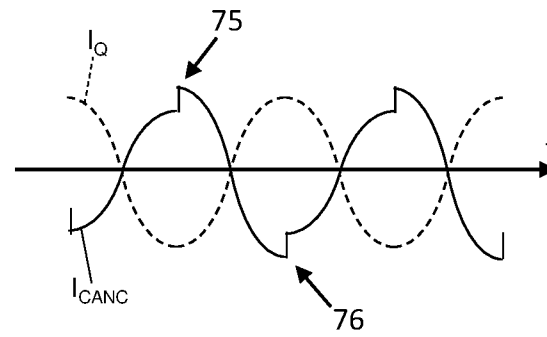


Fig. 4

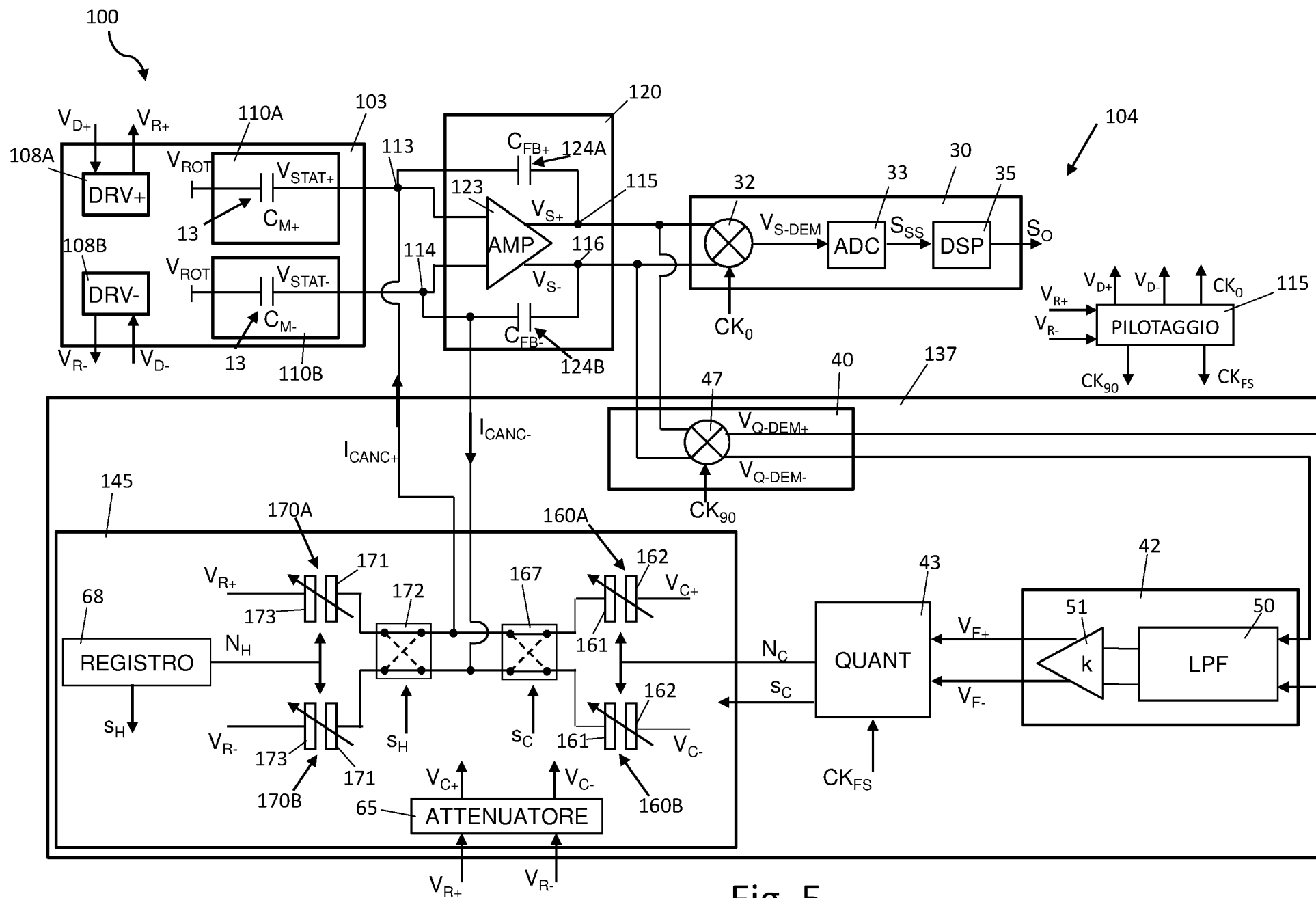


Fig. 5