



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

UIBM

DOMANDA NUMERO	101994900393415
Data Deposito	30/09/1994
Data Pubblicazione	30/03/1996

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
F	02	B		

Titolo

SISTEMA DI DIAGNOSI PER UN SENSORE DI TIPO CAPACITIVO.

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale dal titolo:
"Sistema di diagnosi per un sensore di tipo capacitivo"

Di: MARELLI AUTRONICA S.p.A., nazionalità italiana,
Via Griziotti 4, Milano

Inventore designato: Franco SALERNO

Depositata il: 30 SETTEMBRE 1994

TO 94A000764

* * *

DESCRIZIONE

La presente invenzione fa riferimento in generale ad un sistema di diagnosi per un sensore capacitivo. Più specificamente la presente invenzione fa riferimento ad un sistema per la diagnosi di un sensore capacitivo per la rilevazione della detonazione in motori a combustione interna.

Nei motori a combustione interna attualmente in produzione, in particolare nei motori destinati all'impiego automobilistico, si va diffondendo l'impiego di tali sensori di detonazione.

E' sorta quindi la necessità di potere diagnosticare tali sensori. E' noto nella tecnica di effettuare la diagnosi mediante misura diretta delle impedenze relative al sensore. Tale metodo tuttavia presenta l'inconveniente di aumentare il costo e la complessità del sensore stesso.

Lo scopo della presente invenzione è quello di realizzare un sistema di diagnosi che permetta di risolvere in modo soddisfacente tutti i problemi sopra indicati.

Secondo la presente invenzione, tale scopo viene raggiunto grazie ad un sistema di diagnosi avente le caratteristiche indicate nelle rivendicazioni che seguono la presente descrizione.

Ulteriori vantaggi e caratteristiche della presente invenzione risulteranno evidenti dalla seguente dettagliata descrizione, effettuata con l'ausilio degli annessi disegni, forniti a titolo di esempio non limitativo, in cui:

- la figura 1 è una rappresentazione schematica a blocchi di un sistema di diagnosi secondo la presente invenzione,
- le figure 2 e 3 sono rappresentazioni schematiche del sistema di figura 1 in due differenti condizioni operative,
- le figure 4 e 5 sono diagrammi atti ad illustrare il funzionamento del sistema di figura 1,
- le figure 6 e 7 sono rappresentazioni circuitali schematiche di porzioni del sistema di figura 1.

Il sistema secondo la presente invenzione è stato sviluppato per diagnosticare lo stato della

connessione d'ingresso di un dispositivo per la rilevazione della detonazione (denominata anche knock), che utilizza un sensore accelerometrico piezoelettrico di tipo capacitivo.

In particolare, il sistema risolve il seguente problema: dato un sistema di rivelazione della detonazione, trovare un metodo che riesca a diagnosticare le seguenti condizioni all'ingresso del dispositivo.

- sensore connesso;
- sensore sconnesso (cioè, connessione del solo cablaggio di sensore);
- sensore in cortocircuito verso la tensione di alimentazione;
- sensore in cortocircuito verso la tensione di massa.

Il sistema utilizza un oscillatore che, nel corso della diagnosi, si connette tra il sensore ed un dispositivo di rivelazione, o rivelatore (si veda in proposito lo schema a blocchi di figura 1). La frequenza di tale oscillatore dipende dalla capacità presente al terminale d'ingresso del sistema stesso. Se il sensore è connesso, la frequenza dell'oscillatore cade dentro la banda del rivelatore, e pertanto si avrà all'uscita del rivelatore un segnale

maggiore di una soglia di discriminazione; se il sensore è staccato, la frequenza dell'oscillatore sarà talmente alta da cadere al di fuori della banda del rivelatore, e pertanto si avrà in uscita un segnale inferiore alla soglia di discriminazione, al limite un segnale nullo.

Se sul terminale d'ingresso è presente un cortocircuito verso massa o verso l'alimentazione, l'oscillatore (di tipo digitale) rimane bloccato a livello logico basso o alto rispettivamente, mentre l'uscita del rivelatore sarà in entrambi i casi inferiore alla soglia di discriminazione, al limite nulla.

Il sistema è generale e può essere applicato a dispositivi di rivelazione della detonazione ad uno o a più canali di sintonizzazione. Il sistema verrà ora descritto in maggior dettaglio, nel caso di un dispositivo a due canali.

Il sistema di diagnosi secondo l'invenzione si basa su uno schema a blocchi del tipo rappresentato in figura 1. Il sistema di diagnosi DIAGNOST si interpone tra un sensore SENS ed un circuito rivelatore RIV durante la fase di diagnosi, che viene attivata mediante un segnale digitale DIA a livello alto.

Il circuito rivelatore RIV comprende un amplificatore di interfaccia INPUT collegato all'ingresso IN del circuito rivelatore RIV. L'uscita dell'amplificatore di interfaccia INPUT è collegata a due canali di sintonizzazione CHA e CHB. Le uscite dei due canali di sintonizzazione CHA, CHB confluiscono in un nodo di somma SUM il quale è a sua volta collegato ad un integratore INT, con tempo di integrazione T_g , la cui uscita è collegata all'uscita OUT del circuito rivelatore RIV. Ognuno dei due canali di sintonizzazione CHA, CHB è a sua volta composto da un filtro passa-banda BPF e da un raddrizzatore a doppia semionda FWR.

Il sistema di diagnosi DIAGNOST è invece costituito dai seguenti blocchi fondamentali:

- Blocco di commutazione A: è costituito da 3 interruttori S1, S2, S3. Quando la diagnosi è abilitata tramite il livello alto del segnale DIA, gli interruttori S2 ed S3 sono chiusi mentre S1 è aperto; in queste condizioni un oscillatore OSC è connesso tra il sensore SENS ed il circuito rivelatore RIV. Tale situazione è illustrata in figura 2. Durante il funzionamento normale, con il segnale DIA a livello basso, gli interruttori S2 ed S3 sono aperti mentre S1 è chiuso, di conseguenza, il siste-

ma di diagnosi DIAGNOST viene disconnesso ed il sensore SENS risulta connesso direttamente all'ingresso INA del circuito rivelatore RIV. Tale situazione è illustrata in figura 3.

- Oscillatore OSC, già citato. Emette un segnale periodico la cui frequenza dipende dalla capacità connessa all'uscita di un sottoblocco B1 (ingresso dell'oscillatore OSC). Il sottoblocco B2 rappresenta lo stadio d'uscita dell'oscillatore OSC che produce un segnale ad onda quadra simmetrica di ampiezza V_{od} . L'uscita, tramite un traslatore di livello K, viene connessa all'ingresso del circuito rivelatore RIV.

- Traslatore di livello K dell'uscita dell'oscillatore OSC, già citato. Questo circuito non è essenziale per il sistema DIAGNOST, ma viene inserito per completezza, e serve per eccitare lo stadio d'ingresso del circuito rivelatore RIV con un livello compatibile con la dinamica permessa dal sistema. In alternativa i livelli dei segnali possono essere regolati sul rivelatore RIV tramite il segnale DIA e, di conseguenza, il fattore K può essere inglobato in uno stadio d'ingresso INPUT del rivelatore.

Il carico presente ad un ingresso IN del sistema DIAGNOST si suppone formato da una capacità C_c , che rappresenta la connessione del cablaggio ed

eventuali capacità parassite sul nodo d'ingresso IN, e dal sensore SENS. Il sensore SENS è schematizzato dal parallelo di una capacità C_s e di una resistenza R_s , e da un generatore di tensione V_s che trasduce l'accelerazione in tensione.

Ai fini della seguente trattazione teorica, volta ad illustrare il funzionamento del sistema di diagnosi DIAGNOST, si presuppongono le seguenti condizioni:

- la resistenza di perdita R_s è molto alta, maggiore di $1M\Omega$, per cui nel seguito si porrà $1/R_s = 0$;
- la diagnosi del sensore SENS viene abilitata quando la tensione di trasduzione V_s è piccola rispetto al segnale dell'oscillatore OSC, per cui nel seguito si porrà $V_s = 0$;
- la capacità del sensore C_s è maggiore della capacità parassita C_c , cioè:

$$C_s > C_c. \quad (1)$$

Il sistema DIAGNOST si basa sul fatto che, nella configurazione di diagnosi, il rivelatore RIV funziona sul segnale dell'oscillatore OSC la cui frequenza dipende dalla capacità equivalente presente all'ingresso IN, determinando in uscita un segnale da cui è possibile diagnosticare le condizioni di

sensore SENS staccato o connesso, e di cortocircuito, come verrà spiegato nel seguito.

Il segnale periodico che alimenta l'interfaccia d'ingresso INPUT del rivelatore RIV, si veda la figura 2, è un'onda quadra con duty-cycle prefissato (in generale del 50%), con ampiezza tale da sfruttare la massima dinamica a disposizione dell'interfaccia d'ingresso INPUT e degli amplificatori. Il traslatore K fornisce uno stadio di adattamento della tensione d'uscita dell'oscillatore OSC, secondo la relazione:

$$V_{osc} = KV_{od} \quad (2)$$

dove V_{osc} è il valore di tensione picco-picco dell'onda quadra che alimenta lo stadio d'ingresso INPUT del rivelatore RIV, V_{od} è la tensione picco-picco dell'onda quadra all'uscita dell'oscillatore OSC (in genere a livelli logici), e K è la costante di adattamento (attenuazione o amplificazione) del traslatore K.

La frequenza F_o dell'oscillatore OSC è funzione di una capacità C_1 presente sull'ingresso IN, secondo la relazione:

$$F_o = \frac{K_o}{C_1 R_{DIA}} \quad (3)$$

dove R_{DIA} è una resistenza di calibrazione e K_o è una costante che dipende dal tipo di implementazione dell'oscillatore OSC, come verrà descritto nel seguito.

In base alle condizioni del carico d'ingresso, si possono distinguere i seguenti casi, relativi alla frequenza F_o dell'oscillatore OSC, e alla tensione d'uscita V_{out} del sistema:

a) sensore connesso. In questo caso $C_1 = C_s + C_c$, per cui la frequenza dell'oscillatore OSC assume il valore F_s dato da:

$$F_o (C_s + C_c) = F_s = \frac{K_o}{(C_s + C_c) R_{DIA}} \quad (4)$$

Le costanti K_o e R_{DIA} , si possono scegliere in modo che al variare della capacità del sensore SENS, entro un intervallo stabilito C_{smin} e C_{smax} , la frequenza F_s stia all'interno della banda utile del rivelatore RIV; in questo caso, la tensione d'uscita del rivelatore RIV, cioè $V_{out}(F_s)$, ottenuta dopo una fase di integrazione di durata $T_g \gg 1/F_s$ assume un valore superiore o uguale alla soglia di discriminazione V_{ts} , così definita:

$$V_{out}(F_s) \geq V_{ts} = \min\{V_{out}(F_s)\} \quad (5)$$

dove $\min\{V_{out}(F_s)\}$ è il valore minimo dell'uscita al-

la frequenza definita dalla precedente relazione (4).

b) Sensore staccato. In questo caso $C_1 = C_c$, per cui la frequenza dell'oscillatore OSC assume un valore F_{cb} dato da:

$$F_o(C_c) = F_{cb} = \frac{K_o}{C_o R_{DIA}} \quad (6)$$

In questo caso le costanti K_o e R_{DIA} sono dimensionate in modo che la frequenza dell'oscillatore OSC cada al di fuori della banda del rivelatore RIV, per cui la tensione d'uscita è inferiore o uguale ad una soglia di discriminazione V_{tc} :

$$V_{out}(F_{cb}) \leq V_{tc} = \max\{V_{out}(F_{cb})\} \quad (7)$$

dove $\max\{V_{out}(F_{cb})\}$ è il valore massimo dell'uscita alla frequenza definita dalla precedente relazione (6).

Dalle relazioni (4) e (6), è intuitivo dedurre che il fattore di discriminazione dipende dal rapporto delle frequenze con e senza sensore SENS, F_s e F_{cb} :

$$\frac{F_{cb}}{F_s} = 1 + \frac{C_s}{C_c} > 2 \quad (8)$$

a cui corrispondono delle tensioni di uscita del

rivelatore RIV $V_{out}(F_s)$ e $V_{out}(F_{cb})$ secondo il rapporto

$$\frac{V_{out}(F_s)}{V_{out}(F_{cb})} \geq \frac{V_{ts}}{V_{tc}} \quad (9)$$

Quindi il sistema DIAGNOST permette di discriminare la condizione di sensore SENS attaccato o staccato comparando la tensione sull'uscita OUT del rivelatore RIV rispetto alle tensioni di discriminazione V_{ts} e V_{tc} , in funzione della tensione dell'oscillatore OSC e delle caratteristiche dei filtri passa-banda BPF del rivelatore RIV. In base alla relazione (8) si vedrà più avanti che la relazione (9) risulta sempre maggiore, almeno di 6dB, poiché viene sfruttata in modo ottimale la sensibilità dei filtri BPF nella banda del segnale utile e il cosiddetto roll-off dei filtri BPF al di fuori della banda utile.

c) Corto circuito a massa. In questo caso, indipendentemente dalla capacità d'ingresso, l'uscita dell'oscillatore OSC è bloccata ad un valore fisso, ad esempio a zero o ad un livello logico basso, mentre l'uscita OUT del rivelatore RIV è nulla, poiché la natura passa-banda dei filtri BPF non lascia passare tensioni continue in ingresso; pertanto si ha:

$$V_{outCCo} \leq V_{tc} \quad (10)$$

$$V_{od} = \text{costante} = V_{LOW}$$

d) Corto circuito all'alimentazione. Analogamente alla condizione (10), anche in questo caso, l'uscita del rivelatore RIV è minore della soglia V_{tc} , poiché l'uscita dell'oscillatore OSC è bloccata ad un valore fisso, ad esempio al livello logico alto; pertanto si ha:

$$V_{outCCa} \leq V_{tc} \quad (11)$$

$$V_{od} = \text{costante} = V_{HIGH}$$

Calcolo delle tensioni di soglia

Verranno ora esplicitate le tensioni di soglia delle relazione (5) e (7) in funzione dei parametri dell'oscillatore OSC e del sistema DIAGNOST.

Il rilevatore RIV si suppone sintonizzato con i canali CHA e CHB rispettivamente ad una frequenza centrale F_A ed F_B , guadagni G_A e G_B e fattore di qualità Q_A e Q_B ; in generale il modulo della funzione di trasferimento (denominata nel seguito per brevità FDT) dei filtri passa-banda BPF si considera del tipo:

Canale CHA:

$$M_A(f) = G_A \left[1 + \left(\frac{F_A^2 - f^2}{F_A f Q_A} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (12)$$

Canale CHB:

$$M_B(f) = G_B \left[1 + \left(\frac{F_B^2 - f^2}{F_B f} Q_B \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (13)$$

Per semplificare la trattazione che segue, e data la natura passa-banda dei filtri BPF del rivelatore RIV, si farà l'approssimazione che l'uscita dei filtri BPF produca solo la prima armonica del segnale ad onda quadra presente all'ingresso (uscita dell'oscillatore OSC); essendo le armoniche superiori generalmente maggiori della frequenza massima trattabile. L'ampiezza della prima armonica dell'oscillatore OSC si considererà pertanto del tipo:

$$V_{osc1} = V_{osc} K_{a1} \quad (14)$$

dove K_{a1} è il primo coefficiente dello sviluppo in serie di Fourier dell'onda quadra, uguale a $2/\pi$ nel caso di onda quadra simmetrica con fronti ideali.

In generale quindi, la tensione all'ingresso dell'integratore del rivelatore RIV è data da:

$$V_I(F_o, t) = V_{osc} K_{a1} [M_A(F_o) + M_B(F_o)] |\sin(2\pi F_o t)| \quad (15)$$

dove si è fatta l'approssimazione che i due segnali all'uscita dei raddrizzatori a doppia semionda FWR abbiamo uno sfasamento nullo; un tipico andamento dei segnali del sistema è mostrato ad esempio in figura 4.

L'uscita del rivelatore RIV si ottiene inte-

grando la relazione (15) per un tempo T_g determinato dal livello alto di un segnale GATE, come mostrato in figura 4; per $T_g \gg 1/F_o$, la tensione d'uscita è data da:

$$V_{out}(F_o) = 1/\tau \int_{t_1}^{t_1+T_g} V_I(F_o, t) dt = V_{av}(F_o) T_g/\tau \quad (16)$$

dove τ è la costante di tempo dell'integratore INT e $V_{av}(F_o)$ è la tensione media all'ingresso dell'integratore INT, che dalla relazione (15) risulta uguale a:

$$V_{av}(F_o) = (2/\pi) \cdot V_{osc} K_{a1} M_{A,B}(F_o) \quad (17)$$

dove il fattore $2/\pi$ tiene conto della media della sinusoide raddrizzata e $M_{A,B}(F_o)$ è la somma della moduli delle FDT dei canali CHA e CHB alla frequenza dell'oscillatore OSC.

Affinché il metodo risulti efficace occorre che le frequenze centrali dei filtri passa-banda BPF siano distanti tra di loro in modo da assicurare che la frequenza di oscillazione, in condizioni di carico nominale, cada nell'intervallo compreso tra f_{a1} ed f_{b1} (supponendo $F_B > F_A$). Per esempio si può supporre che F_A e F_B siano impostati come in figura 5.

In questa figura sono rappresentati schematicamente il modulo della FDT dei canali CHA e CHB (11-

nee tratteggiate) ed il modulo della FDT vista all'ingresso dell'integratore INT (somma dei moduli delle due FDT).

Per le considerazioni fatte, nel caso di sensore SENS connesso, la frequenza di oscillazione cade in un intervallo compreso fra f_{a1} ed f_{b1} , tale per cui il segnale all'ingresso dell'integratore INT risulta attenuato, al massimo, di un fattore $2a_s$. D'altra parte, se il sensore SENS è sconnesso, la frequenza di oscillazione è talmente alta, superiore a f_c , tale per cui il segnale viene attenuato al minimo di un fattore $a_c < 2a_s$. La diversa attenuazione nei due casi stabilisce il margine di discriminazione tra sensore SENS connesso e staccato, come verrà spiegato nel seguito.

Quando il sensore SENS è connesso la frequenza di oscillazione cade nell'intervallo:

$$f_{a1} \leq F_s \leq f_{b1} \quad (18)$$

e, facendo riferimento alla figura 5 ed in base alla relazione (17), la tensione media all'ingresso dell'integratore INT, con sensore SENS connesso, risulta maggiore della soglia V_{Its} :

$$V_{av}(F_o) \geq V_{Its} = 2/\pi V_{osc} K_{a1} 2a_s \quad (19)$$

dove a_s è l'attenuazione massima della somma dei moduli $M_{A,B}(f)$ nell'intervallo f_{a1} e f_{b1} , che si

ottiene alla frequenza f_{as} tale per cui i due moduli sono uguali:

$$a_s = G_A \left[1 + \left(\frac{F_A^2 - f_{as}^2}{F_A f_{as}} Q_A \right)^2 \right]^{-1/2} =$$

$$= G_B \left[1 + \left(\frac{F_B^2 - f_{as}^2}{F_B f_{as}} Q_B \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (20)$$

Nel caso particolare di $G_A=G_B=G$ e $Q_A=Q_B=Q$, la frequenza di f_{as} diventa la media geometrica delle frequenze centrali F_A ed F_B , cioè:

$$f_{as} = F_A F_B \quad (21)$$

Con sensore SENS staccato, la frequenza dell'oscillatore OSC è maggiore della frequenza f_c in modo tale che:

$$F_{cb} \geq f_c > f_{b1} \quad (22)$$

per cui, alla frequenza F_{cb} , la tensione media all'ingresso dell'integratore INT è data da:

$$V_{av}(F_{cb}) = V_{Itc} \leq (2/\pi) V_{osc} K_{a1} a_c \quad (23)$$

dove a_c è l'attenuazione minima della somma dei moduli alla frequenza f_c :

$$a_c = M_{A,B}(f_c) \quad (24)$$

Nel caso particolare di $G_A=G_B=G$ e $Q_A=Q_B=Q$, e $F_B \gg F_A$, la relazione (24) si riduce a:

$$a_c = M_B(f_c) = G \left[1 + \left(\frac{F_B^2 - f_c^2}{F_B f_c} Q \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (25)$$

Le tensioni di discriminazione all'uscita del rivelatore RIV, ottenute integrando le relazioni (19) e (23) per un tempo $T_g \gg 1/F_s$, sono date da:

a) sensore SENS connesso

$$V_{ts} = V_{its} T_g / \tau = (2T_g / \pi \tau) V_{osc} K_{a1} 2a_s \quad (26)$$

b) sensore SENS staccato

$$V_{tc} = V_{itc} T_g / \tau = (2T_g / \pi \tau) V_{osc} K_{a1} 2a_c \quad (27)$$

Il fattore di discriminazione dipende quindi dalla caratteristica dei filtri BPF secondo la relazione:

$$\frac{V_{ts}}{V_{tc}} \geq \frac{M_{A,B}(f_{as})}{M_{A,B}(f_c)} = 2 \frac{a_s}{a_c} \quad (28)$$

Da questa relazione si nota che il fattore di discriminazione risulta almeno di 6dB se sono soddisfatte le relazioni (18) e (22) ed i filtri (o il filtro) BPF sono almeno del secondo ordine.

Il margine tra le due soglie dipende anche dal tempo di integrazione ed è dato da:

$$V_{th} = V_{ts} - V_{tc} = \frac{T_g V_{osc} K_{a1}}{\pi \tau} (2a_s - a_c) \quad (29)$$

Dalla relazione (29) si nota che, stabilito l'intervallo di variazione della frequenza dell'oscillatore OSC, il margine di discriminazione può essere regolato in base alla tensione dell'oscillatore OSC, alla selettività a_c e al roll-off a_c dei filtri BPF.

Uno schema elettrico di tipo concettuale che implementa il sistema di diagnosi DIAGNOST è schematizzato, a titolo esemplificativo, in figura 6.

L'oscillatore OSC è formato da transistori Q1-Q6, da un amplificatore O1, da un comparatore O2, da resistori R_{DIA} , R1, R2 ed R3, da interruttori S7, S8 ed S9 di tipo MOS e da invertitori I2, I3 ed I4.

Il blocco di commutazione è implementato dall'invertitore I1 e dagli interruttori di tipo MOS S1, S2, S3, S4, ed S5, comandati dal segnale DIA. Due invertitori I3 ed I4 all'uscita di un comparatore O2, forniscono il segnale digitale ad onda quadra dell'oscillatore OSC.

Il traslatore K che fornisce il segnale analogico dell'oscillatore OSC che alimenta il rivelatore RIV della detonazione, è costituito da un amplificatore operazionale O3, da resistori RA1, RA2, RA3, e da un interruttore S6 di tipo MOS. Questi componenti, come verrà spiegato nel seguito, formano un am-

plificatore a guadagno variabile in funzione del segnale DIA, e quindi, implementano la costante di adattamento K del segnale oscillante. Questo amplificatore a guadagno variabile può sostituire l'interfaccia d'ingresso INPUT del rivelatore RIV.

Durante il funzionamento normale, con il segnale DIA a livello logico basso, il sistema di diagnosi DIAGNOST è isolato (a meno della resistenza di chiusura degli interruttori S3 ed S5 e di apertura degli interruttori S1, S2 ed S4) dal rivelatore RIV, ed il carico d'ingresso viene collegato direttamente all'amplificatore d'interfaccia INPUT.

Durante la fase di diagnosi, con segnale DIA a livello logico alto, il sistema di diagnosi DIAGNOST si interpone tra il carico d'ingresso e l'ingresso INA del rivelatore RIV.

Verranno ora analizzati i singoli blocchi.

Oscillatore ed interruttori. Il livello alto del segnale DIA abilita la diagnosi chiudendo gli interruttori S1, S2 ed S4 ed aprendo gli interruttori S3 ed S5; l'interruttore S4 ha lo scopo di evitare diafonie tra la connessione del sensore SENS e l'ingresso INA del rivelatore RIV.

L'oscillatore OSC viene attivato aprendo l'interruttore di ripristino S7 tramite l'invertitore

I2. In queste condizioni, la capacità dell'ingresso viene connessa all'ingresso non invertente del comparatore 02 la cui uscita si connette all'ingresso dell'amplificatore 03, tramite il resistore RA1 e gli invertitori I3 ed I4.

La funzione oscillante è ottenuta in modo classico, caricando e scaricando una capacità d'ingresso C_1 con una corrente costante avente valore $I_s = V_{ref}/R_{DIA}$. Questa corrente I_s , generata da un convertitore tensione-corrente formato da 01, Q6 e R_{DIA} , viene specchiata dal transistor Q3, che genera la corrente di carica, e dai transistori Q2, Q4 e Q5, che generano una corrente $I_2 = 2I_s$.

Il transistor generatore di corrente Q5 viene ciclicamente abilitato e disabilitato dall'interruttore S9 comandato dall'uscita del comparatore 02 tramite l'invertitore I3; la soglia di scatto alta del comparatore si ottiene con l'interruttore S8 aperto ed è data da $V_H = V_{cc}(R2+R3)/(R1+R2+R3)$, mentre la soglia di scatto bassa (interruttore S8 chiuso) è data da $V_L = V_{cc}R2/(R1+R2)$.

Ai capi della capacità di ingresso C_1 si crea un'onda triangolare simmetrica con ampiezza picco-picco data da $V_{HL} = V_H - V_L$, mentre all'uscita dell'invertitore I_4 vi è un'onda quadra simmetrica

di ampiezza data da $V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}} = V_{\text{CC}}$. La frequenza dell'oscillatore OSC è quindi data da:

$$F_o = \frac{K_o}{C_1 R_{\text{DIA}}} = \frac{2}{C_1 R_{\text{DIA}}} \frac{V_{\text{HL}}}{V_{\text{ref}}} \quad (30)$$

Amplificatore di adattamento. Il livello alto del segnale DIA chiude l'interruttore S6 cortocircuitando una parte della resistenza di reazione dell'amplificatore O3. In queste condizioni, il segnale d'ingresso dei filtri BPF ha l'ampiezza analogica definita da:

$$V_{\text{osc}} = K V_{\text{od}} = - \frac{RA3}{RA1} V_{\text{od}} \quad (31)$$

Logica di diagnosi. Il livello alto del segnale DIA abilita un circuito logico LOG. Tale circuito LOG conta n transizioni del segnale oscillante prelevato dall'uscita dell'invertitore I4, e produce in uscita 2 segnali logici OD1 e OD2 che diagnosticano in modo parziale lo stato del carico d'ingresso.

In figura 7 è mostrata una possibile implementazione del circuito logico LOG nel caso particolare di conteggio di 2 transizioni del segnale oscillante, mediante l'utilizzo di 2 flip-flop FF1, FF2 del tipo D. Nella stessa figura 7 sono rappresentati

inoltre gli andamenti di segnali logici CK, OD1, OD2 e DIA nelle tre condizioni riassunte nella seguente tabella:

OD1	OD2	Condizione
1	X	i) Carico d'ingresso puramente capacitivo, con oscillatore OSC funzionante
0	1	ii) Oscillatore OSC bloccato a livello logico ALTO: condizione di corto circuito all'alimentazione
0	0	iii) Oscillatore OSC bloccato a livello logico BASSO: condizione di cortocircuito a massa

Le condizioni logiche della tabella possono essere correlate con la tensione analogica d'uscita del sistema per ottenere la diagnostica completa dello stato del carico d'ingresso.

L'implementazione della diagnosi secondo le figure 6 e 7, può essere utilizzata non solo per diagnosticare corti circuiti ideali (a resistenza nulla), ma anche per diagnosticare dei corto-circuiti parziali o delle alterazioni della resistenza di perdita R_g del sensore SENS. Infatti, quando l'uscita dell'oscillatore OSC è bloccata ad un livello fisso, si possono distinguere le seguenti condizioni:

1) L'uscita dell'oscillatore OSC è bloccata a

massa. Si possono distinguere due casi:

- a) vi è un cortocircuito verso massa, oppure
- b) è presente all'ingresso una resistenza verso massa, tale per cui il segnale d'ingresso non riesce a raggiungere la soglia alta V_H del comparatore O2, cioè all'ingresso è presente una resistenza verso massa di valore R_{iccm} , dato da

$$R_{iccm} \leq V_H / I_s = R_{DIA} V_H / V_{ref} \quad (32)$$

Il valore R_{iccm} può essere quindi utilizzato per diagnosticare stati di cortocircuiti parziali oppure per diagnosticare un'alterazione della resistenza interna R_s , del sensore SENS. In particolare la segnalazione di cortocircuito vale anche per $R_s < R_{iccm}$.

2) L'uscita dell'oscillatore OSC è bloccata alla tensione di alimentazione V_{cc} . Si possono distinguere due casi:

- a) vi è un cortocircuito verso l'alimentazione V_{cc} , oppure
- b) è presente all'ingresso una resistenza verso l'alimentazione V_{cc} (o una sorgente continua) tale per cui il segnale, raggiunta la soglia alta V_H , non riesce a scendere sotto la soglia bassa V_L del comparatore O2; cioè all'ingresso è presente una resistenza verso l'alimentazione

V_{cc} del valore R_{icca} dato da:

$$R_{icca} \leq \frac{V_{cc} - V_L}{I_B} = R_{DIA} \frac{V_{cc} - V_L}{V_{ref}} \quad (33)$$

Il valore R_{icca} discrimina quindi la resistenza di cortocircuito parziale verso l'alimentazione V_{cc} .

Tale sistema, qui descritto, è stato sviluppato in particolare per diagnosticare lo stato del carico d'ingresso di un circuito di rivelazione della detonazione, applicabile in centraline di controllo motore che utilizzano sensori accelerometrici di tipo capacitivo come sensori di trasduzione della detonazione. Il sistema tuttavia è di tipo generale e può essere applicato a sistemi con uno o più canali di rivelazione, purché operino una conversione energia-tensione con filtraggio di tipo passa-banda.

Naturalmente, fermo restando il principio dell'invenzione, i particolari di realizzazione e le forme di attuazione potranno essere ampiamente variati rispetto a quanto descritto ed illustrato, senza per questo uscire dall'ambito della presente invenzione.

RIVENDICAZIONI

1. Sistema di diagnosi (DIAGNOST) di un sensore di tipo capacitivo (SENS), associato ad un dispositivo di rivelazione (RIV) atto a generare un segnale di uscita (OUT) indicativo di una grandezza fisica rilevata da detto sensore (SENS), detto dispositivo di rivelazione (RIV) comprendendo mezzi filtranti (BPF) configurati in modo da filtrare un segnale generato da detto sensore (SENS),

caratterizzato dal fatto che:

- è suscettibile di venire interposto tra detto sensore (SENS) e detto dispositivo di rivelazione (RIV),

- comprende mezzi oscillatori (OSC) aventi frequenza di oscillazione variabile e dipendente da una capacità presente ad un ingresso (IN) destinato ad essere connesso a detto sensore (SENS),

detti mezzi oscillatori (OSC) essendo configurati in modo tale per cui almeno una condizione di guasto di detto sensore (SENS) determina la generazione di una frequenza tale per cui detto dispositivo di rivelazione (RIV), mediante detti mezzi filtranti (BPF), consente la discriminazione di detta almeno una condizione di guasto su detto segnale di uscita (OUT).

2. Sistema secondo la rivendicazione 1, in cui detto dispositivo di rivelazione comprende un circuito rivelatore (RIV) comprendente almeno un canale di sintonizzazione (CHA, CHB), e detti mezzi filtranti comprendono almeno un filtro passa-banda (BPF),

caratterizzato dal fatto che detti mezzi oscillanti comprendono un oscillatore (OSC) a frequenza variabile configurato in modo tale per cui la sua frequenza di uscita:

- è dentro la banda di detto filtro passa-banda (BPF) nel caso detto sensore (SENS) sia correttamente e funzionante,
- è al di fuori della banda di detto filtro passa-banda (BPF) nel caso detto sensore (SENS) presenti una condizione di guasto,

in vista di discriminare detta condizione di guasto mediante detto segnale di uscita (OUT) di detto circuito rivelatore (RIV).

3. Sistema secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detto oscillatore (OSC) è dimensionato in modo che la sua frequenza di uscita sia superiore alla banda di detto filtro passa-banda (BPF) nel caso detto sensore (SENS) sia sconnesso.

4. Sistema secondo la rivendicazione 2 o 3, ca-

atterizzato dal fatto che detto oscillatore (OSC) è dimensionato in modo che la sua frequenza di uscita sia inferiore alla banda di detto filtro passa-banda (BPF) nel caso detto sensore (SENS) sia in cortocircuito.

5. Sistema secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che detto cortocircuito è verso massa.

6. Sistema secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che detto cortocircuito è verso una sorgente di tensione continua (V_{cc}).

7. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 6, caratterizzato dal fatto che detto oscillatore è un oscillatore (OSC) di tipo digitale generante un segnale ad onda quadra.

8. Sistema secondo la rivendicazione 7, caratterizzato dal fatto che detto oscillatore (OSC) rimane bloccato ad un valore logico in caso di cortocircuito di detto sensore (SENS).

9. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 8, caratterizzato dal fatto che comprende un circuito di commutazione (A) suscettibile di assumere:

- una prima condizione operativa in cui detto sensore (SENS) è collegato direttamente a detto cir-

cuito rivelatore (RIV),

- una seconda condizione operativa in cui detto sistema di diagnosi (DIAGNOST) è interposto tra detto sensore (SENS) e detto circuito rivelatore (DIA).

10. Sistema secondo la rivendicazione 9, caratterizzato dal fatto che detto circuito di commutazione (A) assume selettivamente una di dette prima e seconda condizione operativa in base ad un segnale logico (DIA) di attivazione della diagnosi.

11. Sistema secondo la rivendicazione 9 o 10, caratterizzato dal fatto che detto circuito di commutazione (A) comprende tre interruttori del tipo MOS.

12. Sistema secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 1 a 11, caratterizzato dal fatto che comprende un circuito di adattamento (K) collegato all'uscita di detto oscillatore (OSC) atto a moltiplicare detto segnale periodico emesso da detto oscillatore (OSC) per un fattore di scala (K) in vista di renderlo adatto a detto circuito rivelatore (RIV).

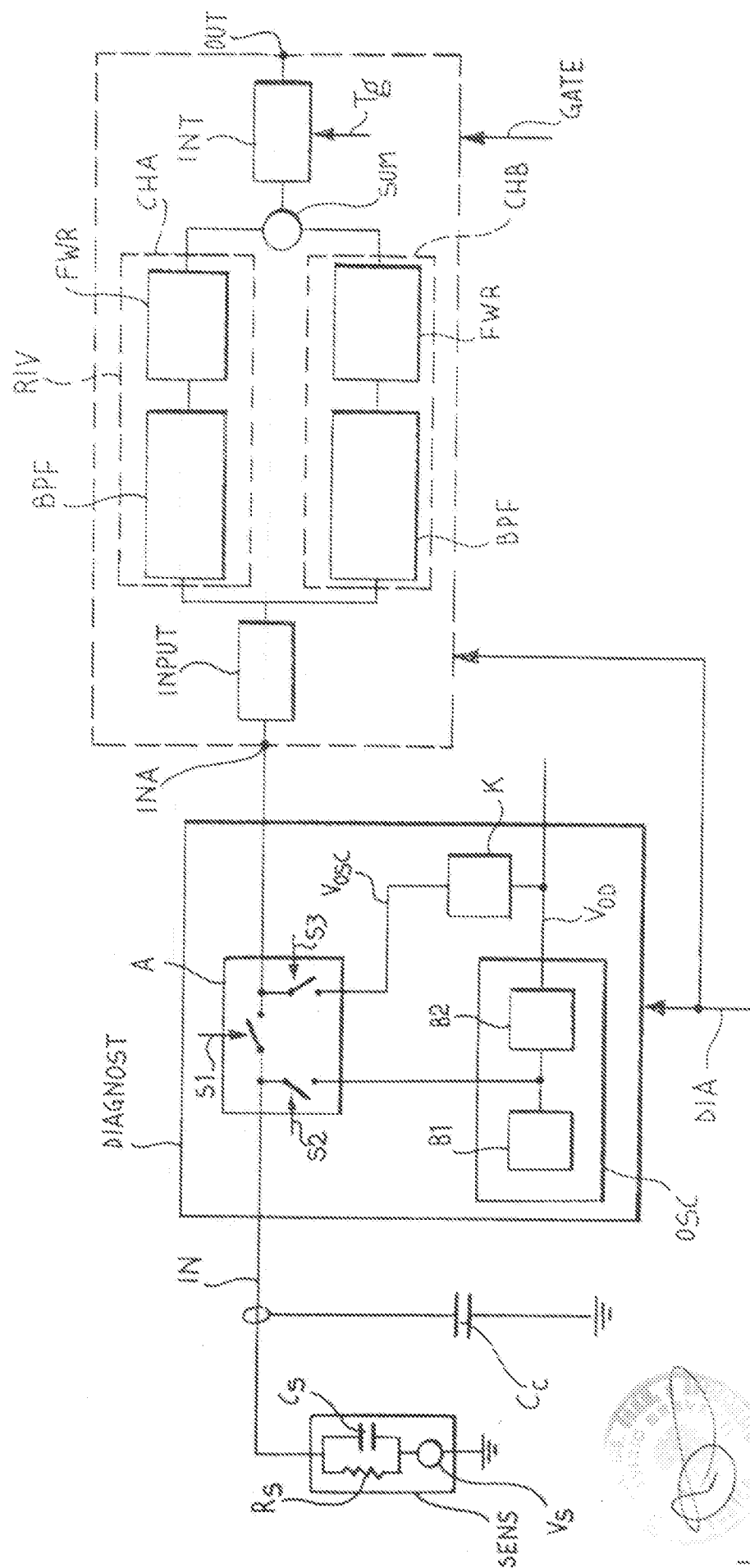
Il tutto sostanzialmente come descritto ed illustrato e per gli scopi specificati.

PER INCARICO
Ing. Angelo GERBINO
ALBO 188
(in propria e per gli altri)



JACOBACCI & PERANI S.p.A.

உ



Per procura di : MARELLI AUTRONICA S.P.A.

~~Dott. Francesco SERA~~

~~CONFIDENTIAL~~

FIG. 2

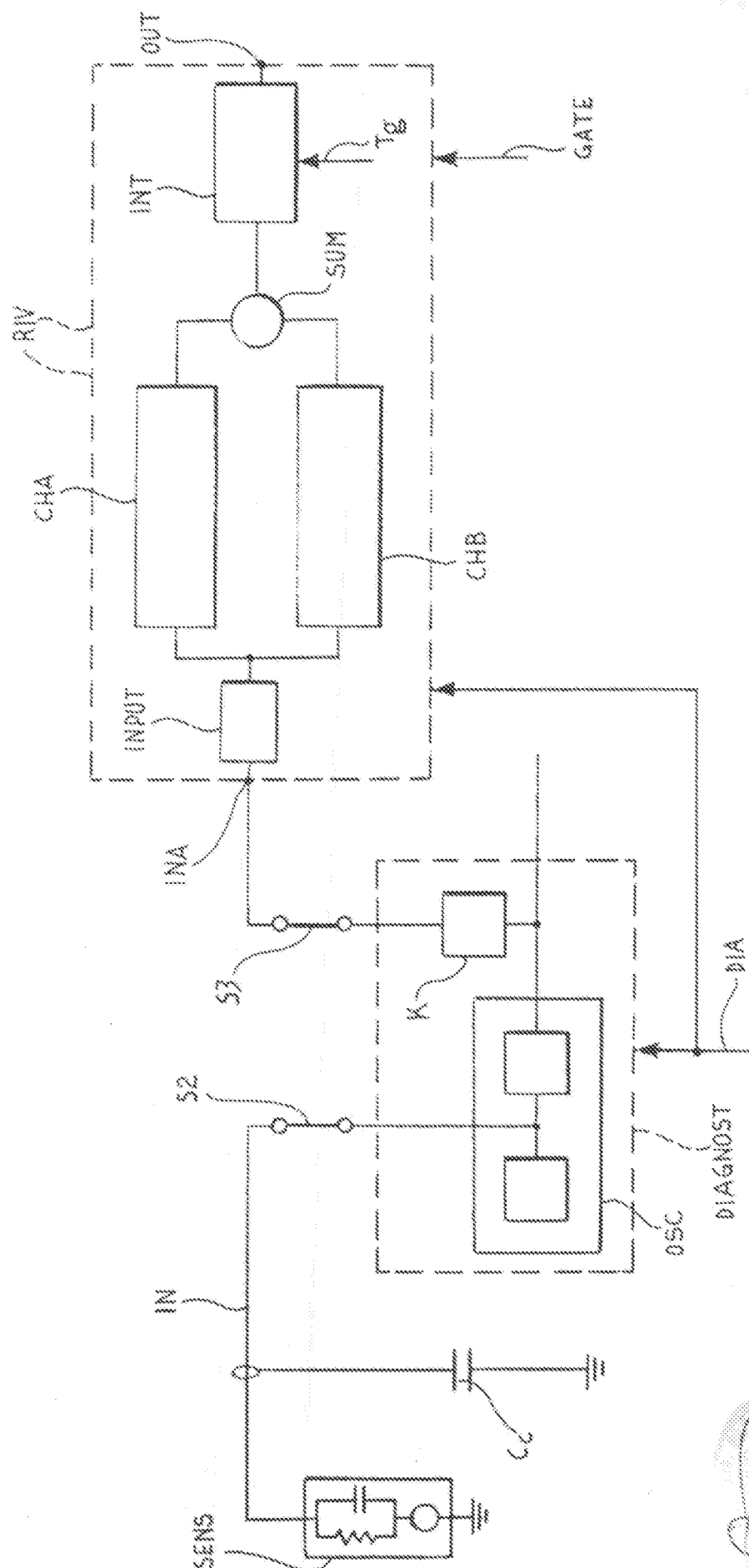


FIG. 3

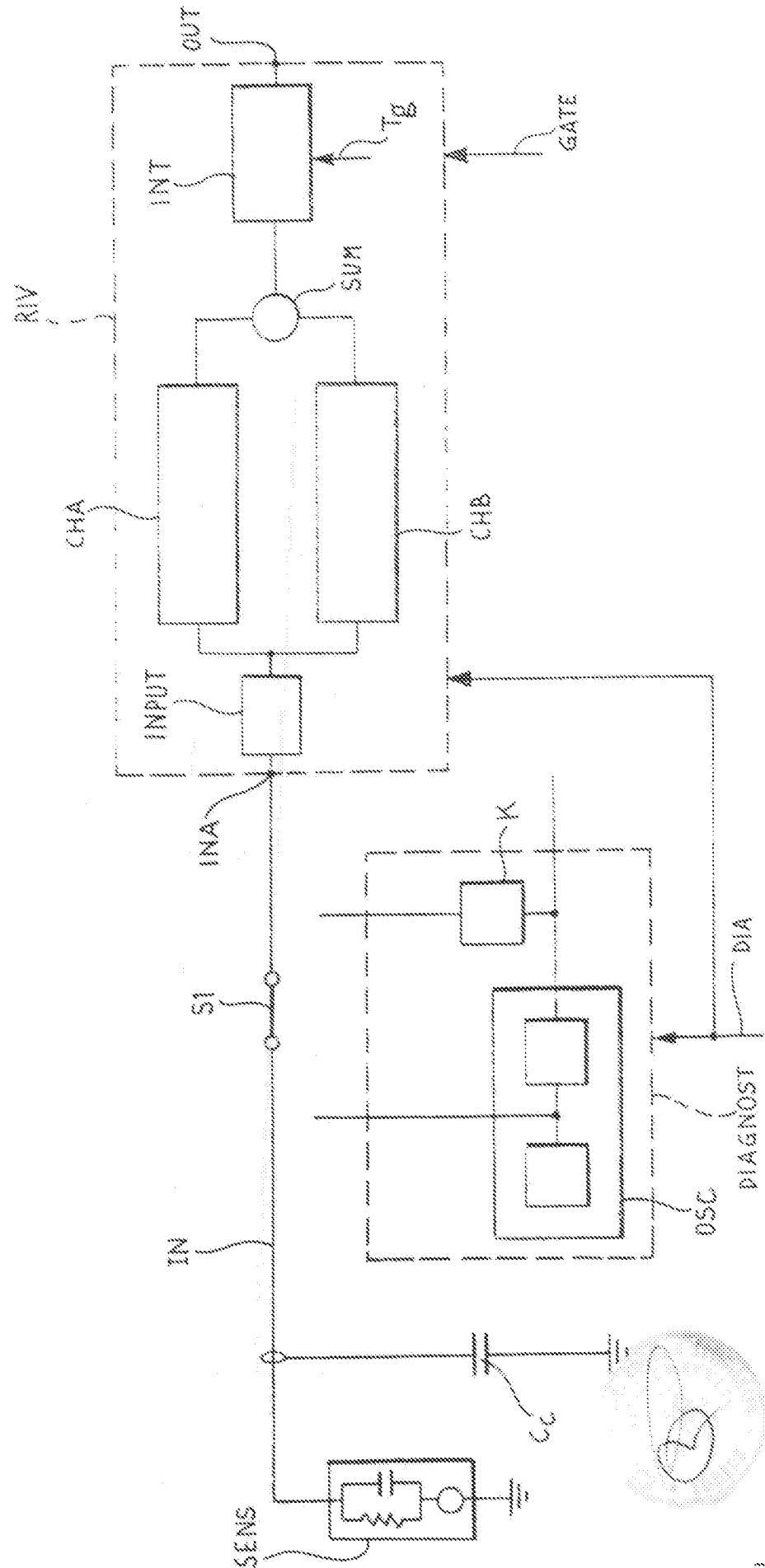
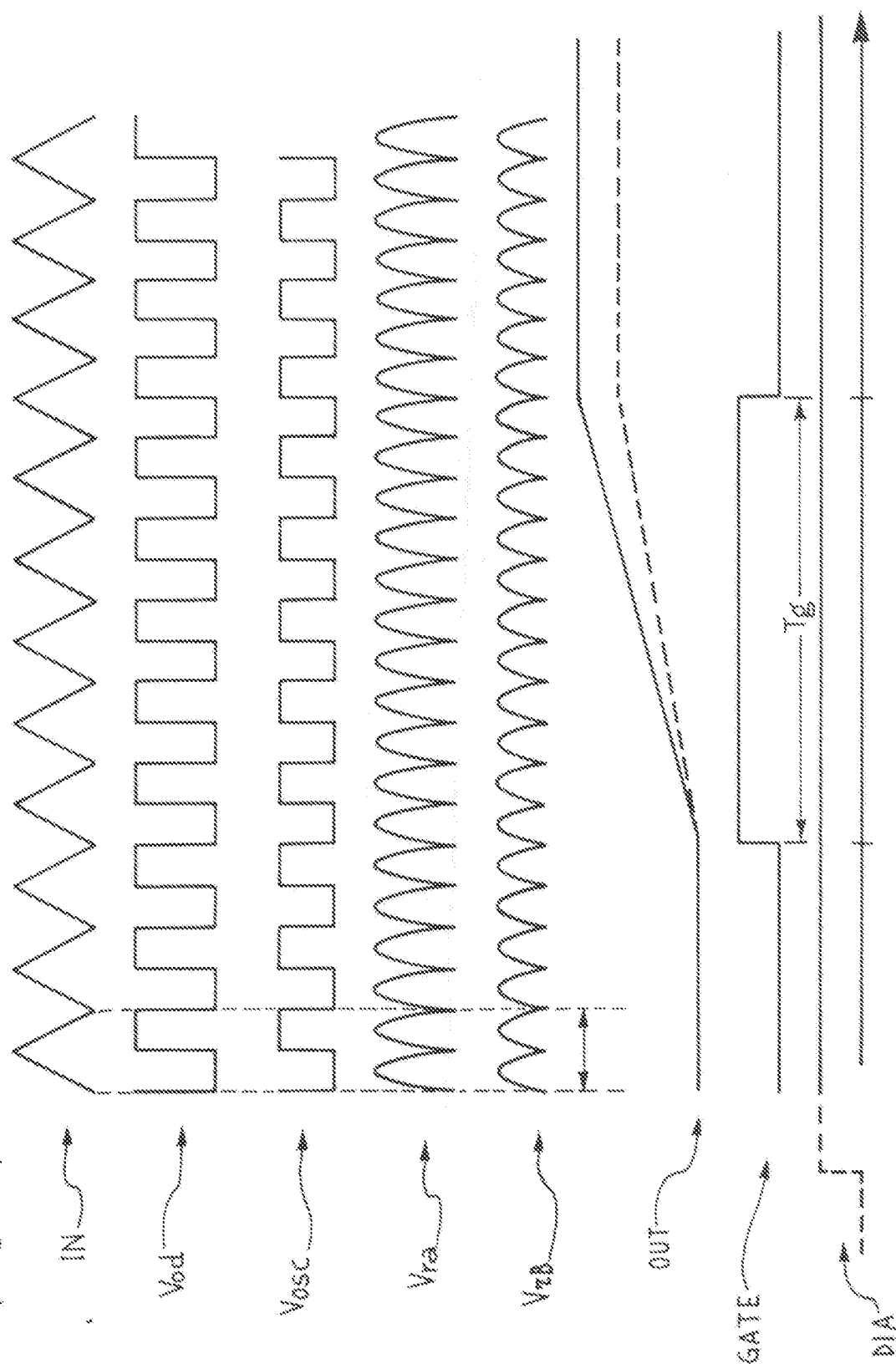


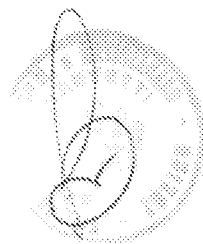
FIG. 4



Per procura di : MARELLI AUTRONICA S.P.A.

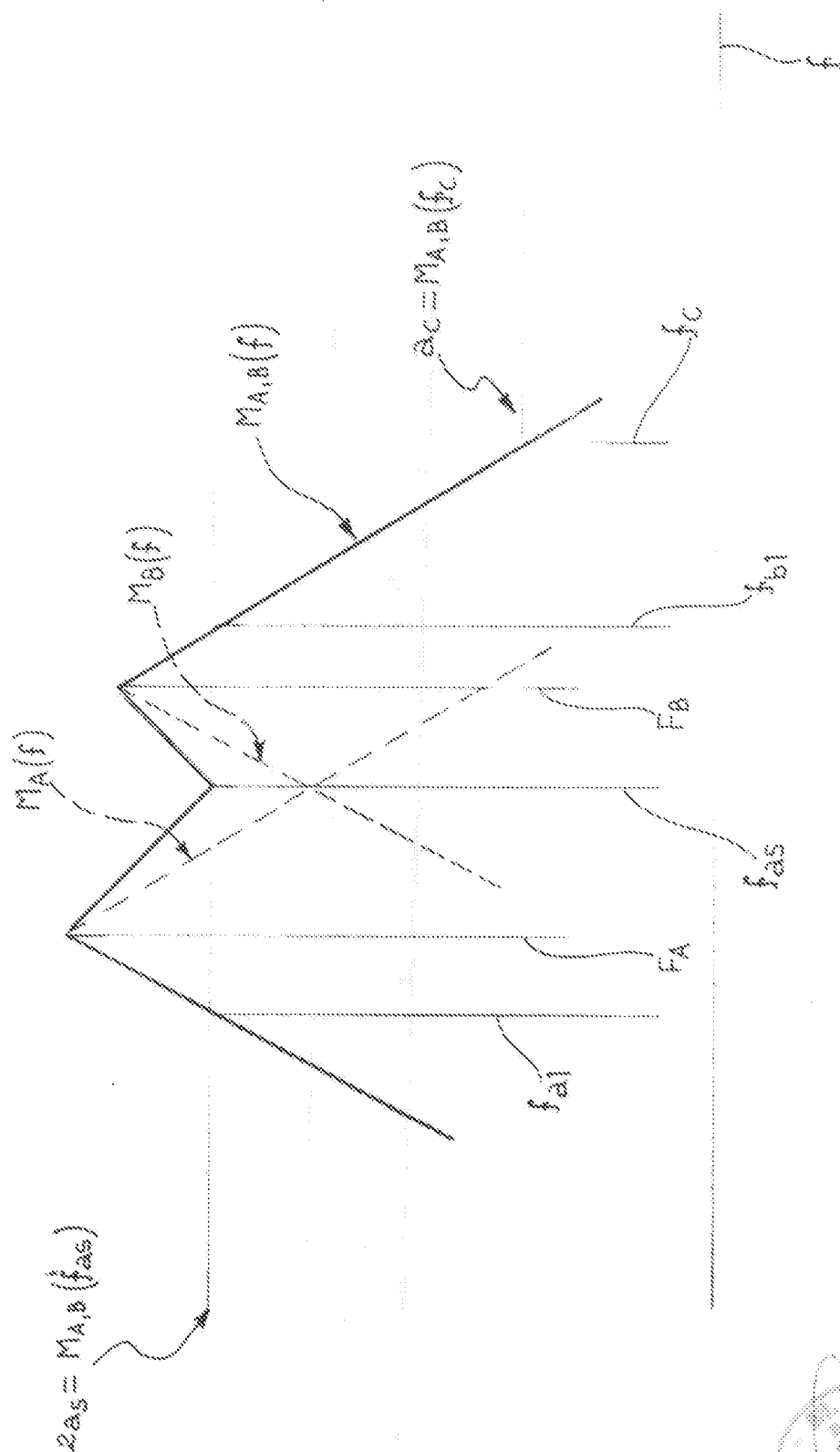
Dot. Francesco SERRA

(in carica per la firma)



4/7

എ

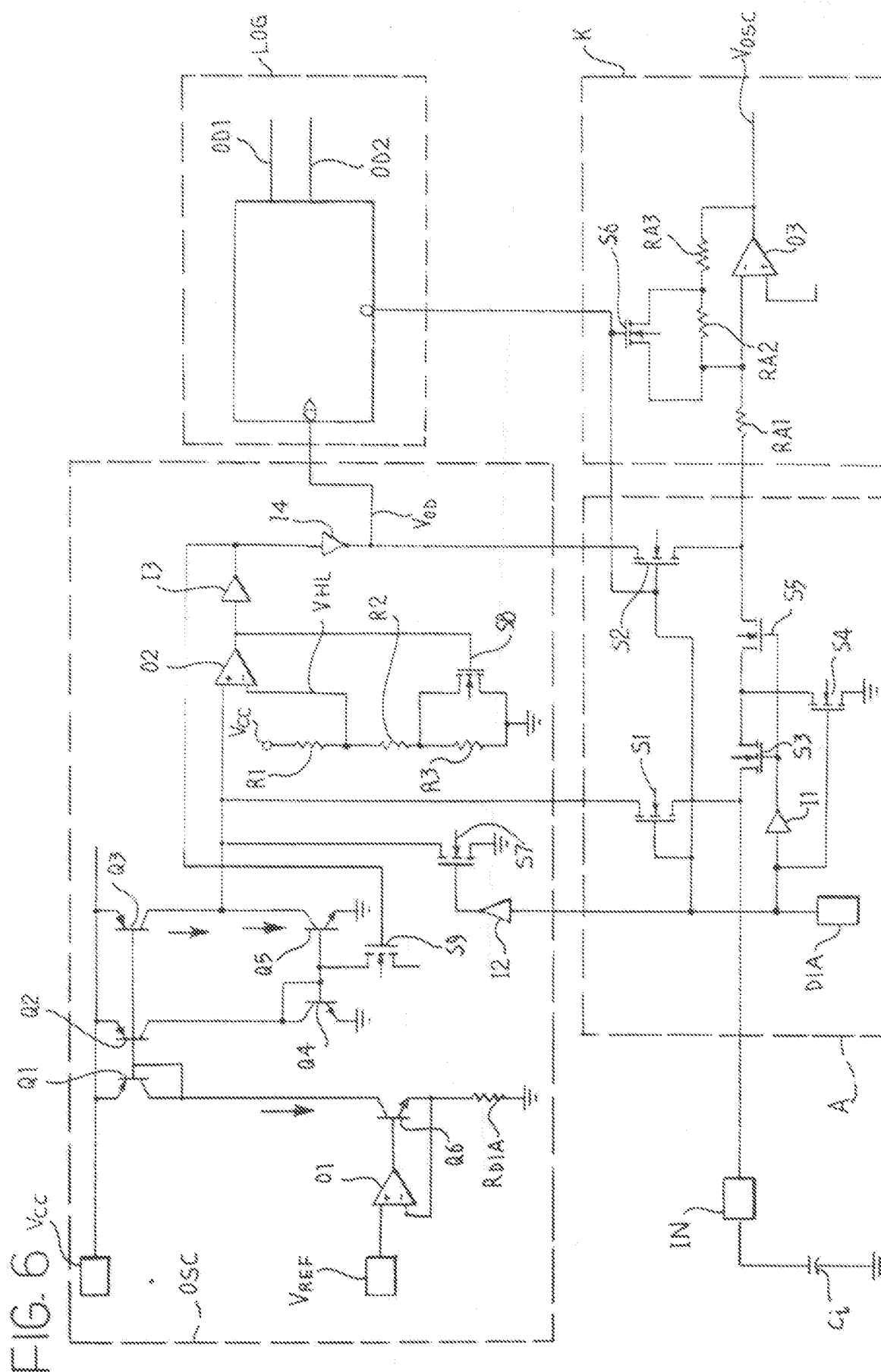


Per procura di : MARELLI AUTRONICA S.P.A.

~~Don. Francesco SERRA~~

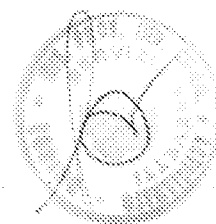
~~It does~~

45

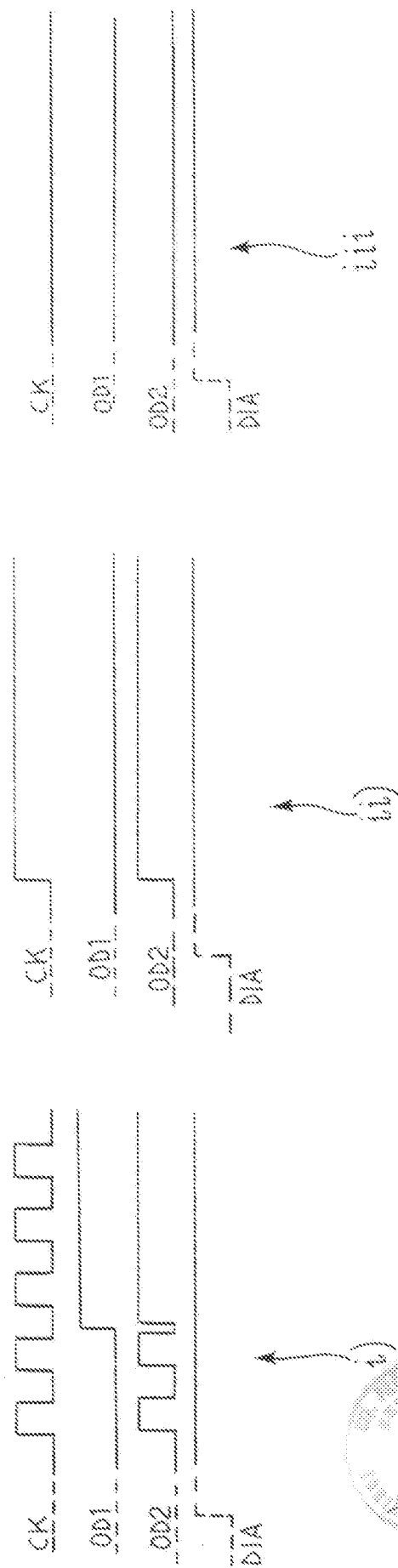
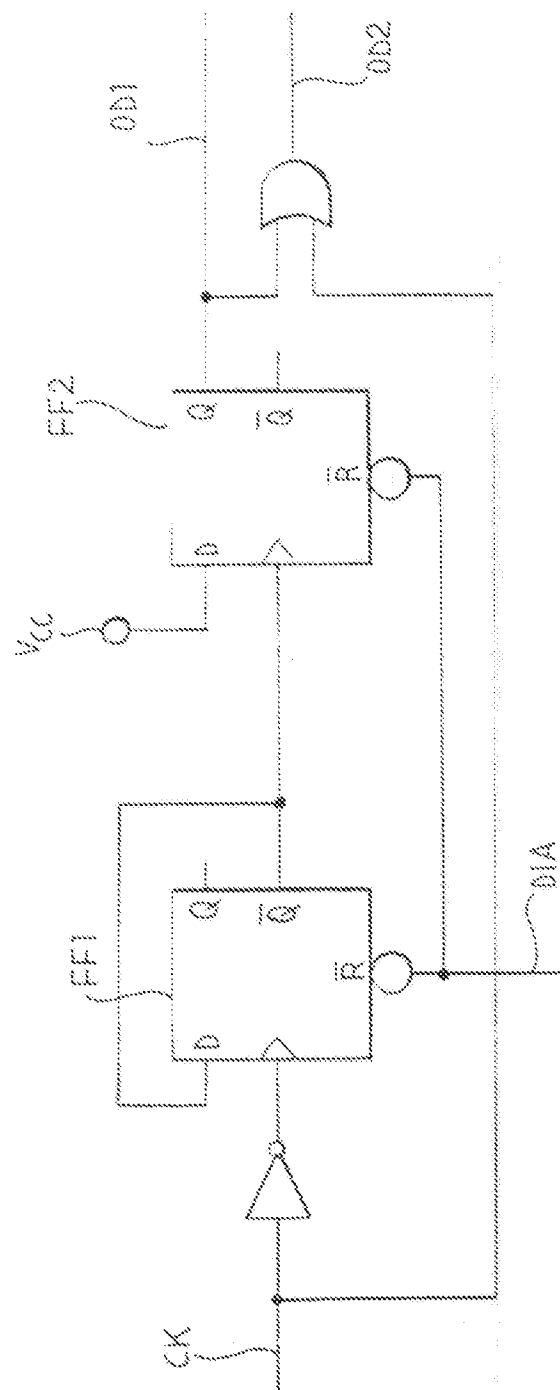


Per procura di : MARELLI AUTRONICA S.P.A.

Dott. Francesco SERRA
N. legge 100 del 90
(in app. alla pag. 89)



201



Per procura di : MANELLI AUTRONICA S.P.A.

~~Ch. Enrico Cesa~~

1000

1990-1991