



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

UIBM

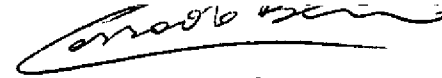
DOMANDA NUMERO	101997900644181
Data Deposito	16/12/1997
Data Pubblicazione	16/06/1999

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	B		

Titolo

METODO E DISPOSITIVO PER IL CONTROLLO NUMERICO DI UN ANELLO AD AGGANCIO DI FASE E RELATIVO ANELLO AD AGGANCIO DI FASE OTTENUTO

MI 97 A 2772


Ing. CORRADO BORSANO (isr. 446)
c/o ALCATEL ITALIA S.p.A.
Via Trento, 30 - 20059 VIMERCATE (MI)

- ALCATEL ALSTHOM Compagnie Générale d'Electricité -

DESCRIZIONE

16 DIC. 1997

La presente invenzione si riferisce ad un metodo e dispositivo per il controllo numerico di un anello ad aggancio di fase comprendente un oscillatore controllato in tensione, ed al relativo anello ad aggancio di fase ottenuto.

Nei sistemi di trasmissione di segnali "real-time" e' frequente l'uso di inviare verso la ricezione l'informazione della frequenza di riferimento o di sincronismo di una sorgente dati, in modo anche indipendente dalla trasmissione della stessa sorgente dati. Per fare cio' si utilizza una misura della frequenza della sorgente riferita alla frequenza di trasmissione del sistema, che e' conosciuta anche in ricezione, qualora la configurazione di rete lo consenta.

Più in particolare, anche se non esclusivamente, nei sistemi video e' importante poter ricostruire in ricezione il segnale di sincronismo della sorgente con elevata precisione.

Una tecnica nota utilizzata per trasmettere la informazione di sincronismo consiste nel campionare la fase della sorgente con il segnale ottenuto dividendo la frequenza di trasmissione. Un' altra tecnica nota fa uso del cosiddetto "Synchronous Residual Time Stamp" (SRTS), descritto ad esempio nella Raccomandazione I.363 "ATM Adaptation Layer type 1 (AAL1)".

In ricezione si utilizzano queste informazioni temporali per agganciare un orologio locale alla frequenza della sorgente dati.

Qualora il riferimento di frequenza di rete non sia disponibile alla sorgente dati, o l'elevato jitter di ricezione, ad esempio utilizzando le tecnologie ATM, non consenta l'uso efficace della tecnica SRTS, le tecniche su descritte non sono più sufficienti per garantire elevate prestazioni in termini di precisione del segnale di sincronismo ricostruito in ricezione e di rapidita' di aggancio.

Pertanto scopo della presente invenzione è quello di superare gli inconvenienti sud-



detti, soprattutto quello relativo all'introduzione di un ampio jitter nella informazione relativa al segnale di sincronismo della sorgente, e di indicare un tipo di anello ad aggancio numerico di fase (Digital Phase Locked Loop) il quale, sfruttando le possibilità offerte dall'elaborazione digitale dei segnali, e' in grado di ottenere una reiezione del jitter anche a frequenze molto basse, pur mantenendo dei buoni tempi di reazione quando l'errore in frequenza o in fase dell'oscillatore locale rispetto alla sorgente e' grande.

Per conseguire tali scopi la presente invenzione ha per oggetto un metodo per il controllo numerico di un anello ad aggancio di fase in accordo con le rivendicazioni da 1 a 13 che formano parte integrante della presente descrizione.

E' pure oggetto della presente invenzione un dispositivo per il controllo numerico di un anello ad aggancio di fase in accordo con le rivendicazioni da 14 a 22 che formano parte integrante della presente descrizione.

Ulteriore oggetto della presente invenzione è un anello ad aggancio di fase in accordo con le rivendicazioni 23 e 24 che formano parte integrante della presente descrizione.

L'idea di soluzione alla base della presente invenzione consiste nella stima separata degli errori sia della fase che della frequenza della sorgente dati rispetto a quelli dell'oscillatore locale e nel filtraggio separato e adattivo dei due segnali.

Caratterizza l'invenzione anche un generatore numerico di comandi, che viene alimentato dai suddetti due segnali filtrati e calcola il valore della tensione di controllo del VCO.

Il generatore dei comandi inoltre effettua una simulazione in numerico del segnale analogico di controllo del VCO, ricavando così una stima del segnale effettivo di controllo indispensabile per il corretto funzionamento dei blocchi di stima degli errori e di filtraggio.

Le stime degli errori di fase e frequenza e il filtraggio sull'errore di frequenza e di fase vengono eseguiti in modo da eliminare le componenti aleatorie tempo varianti (jitter e rumore) senza ritardare i segnali di retroazione, in quanto la parte dei segnali che varia nel tempo



per effetto della variazione dei comandi, viene detratta prima delle stime e filtraggi (fig. 1).

Si tratta in sostanza di un anello ad aggancio numerico di fase con una parte attuatrice realizzata analogicamente e con una parte di misura e controllo realizzata con un sistema numerico a campionamento.

Il sistema oggetto dell'invenzione si applica molto vantaggiosamente per determinare con la massima precisione la frequenza di clock per comandare lo svuotamento del buffer di ingresso dati di un sistema di ricezione di flussi ATM (Asynchronous Transfer Mode). Più in particolare in un sistema di ricezione di segnale video con codifica MPEG trasmesso su rete a pacchetto, il sistema oggetto dell'invenzione fornisce il segnale di clock video ricostruito in ricezione con estrema precisione e stabilità.

L'anello ad aggancio numerico di fase oggetto dell'invenzione presenta il fondamentale vantaggio di avere un veloce aggancio di fase per errori elevati di frequenza e di fase e nello stesso tempo possedere una forte reiezione del jitter di bassa frequenza.

Ulteriori scopi e vantaggi della presente invenzione risulteranno chiari dalla descrizione particolareggiata che segue di un esempio di realizzazione della stessa e dai disegni annessi dati a puro titolo esplicativo e non limitativo, in cui:

- in figura 1 è indicato uno schema a blocchi funzionali del circuito ad aggancio di fase oggetto della presente invenzione;
- in figura 2 è mostrato uno schema di maggior dettaglio;
- in figura 3 è mostrato l'andamento nel tempo di un segnale di controllo del circuito.

In figura 1 il segnale di ingresso IN è un generico segnale che proviene da una linea di trasmissione, ad esempio non limitativo un segnale a pacchetto asincrono, tipo ATM (Asynchronous Transfer Mode), oppure un segnale plesiocrono, cioè quindi un segnale che a seconda dei casi, può essere di tipo continuo oppure discontinuo.

Nel caso più generale inoltre, la frequenza di trasmissione può essere sia costante



che variabile.

Con SPM è indicato un blocco che estrae dal segnale di ingresso l'informazione di fase in base a cui si fissa la frequenza di riferimento a cui il sistema di figura 1 si deve agganciare. SPM consente di adattare il funzionamento del resto del circuito a tutti i tipi su elencati di segnali di ingresso.

La struttura di SPM, sostanzialmente di tipo noto, fornisce in uscita un segnale $ps(t)$ consistente in una misura di fase, ad esempio costituita da una misura del numero di bit che SPM riceve nell'unità di tempo. Come esempio non limitativo il segnale di ingresso può avere una frequenza di 34 Mb/s, mentre l'unità di tempo può essere di 10 ms.

Al segnale $ps(t)$ viene sottratto in un normale sottrattore ST1 un segnale $pl(t)$, costituito dalla misura della fase locale, ottenendo un segnale di errore di fase $pe(t)$, che è portato all'ingresso di due blocchi di stima dell'errore rispettivamente di fase PEE e di frequenza FEE, che forniscono in uscita rispettivi segnali $spe(t)$ e $sfe(t)$ di dette stime.

Con PEF e FEF sono indicati due filtri numerici adattivi che filtrano i segnali di stima degli errori rispettivamente di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$, e forniscono in uscita rispettivi segnali filtrati $fpe(t)$ ed $ffe(t)$.

I segnali $fpe(t)$ ed $ffe(t)$ sono portati ad un blocco COM di generazione di un segnale di comando $com(t)$ per l'oscillatore locale comandato in tensione VCO e di segnali di retroazione per gli stessi filtri PEF ed FEF, per gli stimatori di fase e frequenza PEE ed FEE. I segnali di retroazione servono per detrarre dal processo di stima e filtraggio la parte dei segnali che varia nel tempo per effetto della variazione dei comandi, consentendo così di elaborare le sole componenti aleatorie tempo-varianti (jitter e rumore) velocizzando il sistema.

Con DA ed AF sono indicati rispettivamente un convertitore digitale/analogico ed un filtro analogico passa/basso di tipo comune per la trasformazione del segnale numerico di comando $com(t)$ emesso da COM in un segnale analogico $ce(t)$ di controllo della frequen-



za di oscillazione di VCO.

La frequenza di uscita di VCO viene integrata in un normale integratore VPM che fornisce in uscita il segnale $pl(t)$ di misura della fase locale.

Gli stimatori degli errori di fase PEE e di frequenza FEE hanno come ingressi gli errori di fase nel tempo $pe(t)$, e una simulazione delle correzioni di frequenza dell'oscillatore locale nel tempo $cpe(t)$. Quest'ultimo segnale, pure prodotto dal blocco COM, simula la correzione di frequenza corrispondente al comando sul VCO fornito dal filtro analogico AF, ovvero è una stima in digitale di $ce(t)$.

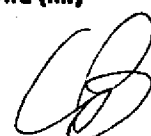
Ciò in quanto l'errore di fase varia nel tempo sia per effetto del jitter (o in generale per il rumore) che per effetto del comando applicato. Per poter filtrare solamente le componenti indesiderate (jitter e rumore) e' necessario sottrarre la componente che deriva dal comando $cpe(t)$, che è tempo-variante. In questo modo rimane funzione del tempo solo la componente di rumore e di jitter, velocizzando il sistema, come già detto sopra.

I blocchi di fig. 1 racchiusi nella linea tratteggiata, blocchi SPM, ST1, AF, VCO, VPM, costituiscono una parte analogica del circuito, mentre gli altri costituiscono una parte numerica. Questi ultimi sono meglio dettagliati con riferimento alla figura 2.

Una possibile realizzazione non limitativa dei blocchi PEE ed FEE fa uso della stima ai minimi quadrati applicata ad un certo numero di misure degli errori di fase, fatte in istanti diversi, per ottenere i segnali di stima $spe(t)$ ed $sfe(t)$.

PEE calcola la retta dei minimi quadrati non sul solo semplice segnale $pe(t)$, ma su $pe(t)$ a cui si detrae l'effetto prodotto dal controllo applicato al VCO (segnale $cpe(t)$).

Nel considerare questi valori di errore di fase bisogna tenere conto del fatto che esiste una tensione di controllo applicata all'oscillatore locale VCO, che ne altera la frequenza secondo la legge $F_c = F_0 + K_{VCO} * V$, ove V è una tensione che varia nel tempo secondo le esigenze di controllo e quindi con valori noti, mentre K_{VCO} è la costante di proporzionalità



tra frequenza e tensione del VCO, che è un valore fisso ma conosciuto a priori solo con una certa approssimazione che però è sufficiente per non alterare a regime la stabilità del sistema.

Siano t_i una successione indefinita di istanti di misura e Φ_i le relative misure di errore di fase all'ingresso di PEE, costituite dal segnale $pe(t)$. Inoltre sia L la lunghezza di un buffer in cui tempi e misure vengono registrati.

Indichiamo con C_i (che ha le dimensioni di una frequenza) i valori di $K_{VCO} \cdot V_i$ di controllo applicati negli istanti t_i che corrispondono ai valori campionati del segnale $cpe(t)$ calcolati dal blocco COM.

L'algoritmo di calcolo in PEE (ed anche in FEE) consiste nel calcolare, in ogni istante i -esimo, la retta approssimante secondo i minimi quadrati (MSR) il set di misure Φ_k (con k compreso tra i e $i-L+1$) dopo aver tolto da esse il contributo dato dai comandi al VCO.

Per il calcolo della retta si prende lo zero dell'asse dei tempi in t_i e si prende come riferimento di fase il valore misurato in quello stesso istante. Ridefiniamo dunque con $T_0, T_1, T_2, \dots, T_k, \dots, T_{L-1}$ gli istanti di tempo a partire da t_i e andando indietro.

Le misure di errore di fase, depurate dei comandi agli istanti precedenti, diventano:

$$z_0 = \Phi_0$$

$$z_1 = \Phi_1 - C_1 \cdot (T_0 - T_1)$$

$$z_2 = \Phi_2 - C_1 \cdot (T_0 - T_1) - C_2 \cdot (T_1 - T_2)$$

.....

$$z_k = \Phi_k - \sum_{n=1}^k C_n \cdot (T_{n-1} - T_n)$$

I valori z_k sono quelli presi in considerazione per il calcolo dei minimi quadrati.

Se indichiamo con $z = a \cdot T + b$ la retta approssimante, i valori dei parametri a e b si ricavano dalle equazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k^2 \right) \cdot a + \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k \right) \cdot b = \sum_{k=1}^{L-1} Z_k \cdot T_k \\ \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k \right) \cdot a + L \cdot b = \sum_{k=1}^{L-1} Z_k \end{array} \right.$$



Dai parametri a, b della retta, il blocco PEE calcola l'errore di fase $\text{sfe}(t)$ ricavato dall'estrapolazione della retta all'istante successivo (t_{+1}), cioè il valore della retta approssimante all'istante (t_{+1}).

Invece il blocco FEE calcola l'errore di frequenza $\text{sfe}(t)$ corrispondente alla pendenza a della retta, quindi sulla base del rapporto incrementale dei valori stimati.

Facendo riferimento alla figura 2, dove con gli stessi simboli sono indicati gli stessi blocchi e segnali di fig. 1, viene descritto nel seguito la struttura ed il modo di operare del filtro dell' errore di fase (blocco PEF tratteggiato).

Come si è già detto, l'errore di fase varia nel tempo per effetto del jitter e del rumore. Per poter filtrare queste componenti indesiderate supponiamo di applicare un filtraggio numerico adattivo, ad esempio costituito da un filtro trasversale tipo IIR (Infinite Impulse Response), al segnale di stima di fase $\text{spe}(t+1)$, preso all'istante successivo, ottenendo un segnale di stima di fase filtrato $\text{fpe}(t)$ dato da, in accordo con una formula generalmente nota in sè di un tipo di filtri IIR:

$$\text{fpe}(t) = (1 - \alpha) \text{fpe}(t-1) + \alpha \text{spe}(t)$$

Poichè, come verrà spiegato meglio nel seguito, ci proponiamo di recuperare l'errore di fase passo dopo passo solamente di una data percentuale, che indichiamo con $D_e(t)$, dell'errore stimato, allora l'errore di fase stimato al tempo t sarà nel caso generale:

$$\text{spe}(t) = \text{fpe}(t-1) - D_e(t) + n(t)$$

Sostituendo quest'ultima espressione nella precedente si ottiene:

$$\text{fpe}(t) = (1 - \alpha) \text{fpe}(t-1) + \alpha [\text{fpe}(t-1) - D_e(t) + n(t)] =$$



$$= fpe(t-1) - \alpha D_e(t) + \alpha n(t)$$

Per avere un filtraggio del rumore con banda molto stretta è necessario che α sia molto piccolo. Questo comporterebbe, in base alla formula precedente, che anche $D_e(t)$ debba essere filtrato pesantemente, introducendo però un ritardo inaccettabile nella valutazione corretta di $fpe(t)$ che porterebbe all'instabilità del sistema. In realtà quindi ciò che si vuole ottenere istantaneamente è una valutazione corretta di $fpe(t)$ rispetto al valore precedente, e cioè:

$$fpe(t) = fpe(t-1) - D_e(t) + \alpha n(t)$$

Per ottenere questo tipo di filtraggio è necessario detrarre $D_e(t)$ da $fpe(t-1)$ nella formula generale del filtro IIR data sopra, ottenendo quindi:

$$fpe(t) = (1 - \alpha) [fpe(t-1) - D_e(t)] + \alpha spe(t)$$

Quest'ultima formula è realizzata dal blocco PEF di fig. 2, in cui: il segnale di ingresso $spe(t)$ è moltiplicato per α in un relativo moltiplicatore, e poi fornito tramite un sommatore SM1 ad una linea di ritardo Z^{-1} di un tempo di bit che fornisce in uscita il segnale $fpe(t)$; il segnale $D_e(t)$ proveniente dal blocco COM viene sottratto al segnale $fpe(t)$ in un sottrattore ST2 la cui uscita è moltiplicata per $(1-\alpha)$ in un relativo moltiplicatore, la cui uscita è fornita al sommatore SM1.

La struttura di PEF è quella di un filtro numerico trasversale tipo IIR modificata per l'aggiunta della sottrazione di $D_e(t)$ da $fpe(t)$.

Si sceglie preferibilmente un filtro tipo IIR invece di un tipo FIR (Finite Impulse Response) poichè con un solo elemento di ritardo si può ottenere un filtraggio a banda stretta, che invece richiederebbe N prese (taps) in un filtro FIR. Ciò però non limita la possibilità di scegliere altre strutture, sia tra quelle lineari che non lineari.

La costante α all'interno del filtro IIR può essere resa adattiva in modo che la banda del PLL si adatti nel tempo alle varie condizioni di aggancio o sgancio (cioè errore di fase



piu' o meno grande). In questo modo il sistema reagisce rapidamente per errori grandi e si mantiene stabile per errori piccoli.

Detta costante α decresce nel tempo fino a raggiungere un valore asintotico α_{AS} :

$$\alpha(t+1) = \alpha(t) + K_{PEF} \cdot (\alpha_{AS} - \alpha(t))$$

Il valore di α viene inizializzato all'accensione e nel corso del funzionamento viene ripristinato a valori generalmente piu' elevati che dipendono dai valori di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$, secondo una legge del tipo:

$$\alpha = f(spe, sfe)$$

in cui per spe, sfe tendenti a zero si ha che α tende a zero, mentre per spe, sfe superiori a una certa soglia, α tende a un valore finito.

Facendo ancora riferimento alla figura 2, viene descritto nel seguito la struttura ed il modo di operare del filtro dell'errore di frequenza (blocco FEF tratteggiato).

Anche l'errore di frequenza varia nel tempo, per effetto di componenti aleatorie e per effetto dei comandi precedentemente applicati, quindi lo scopo del filtraggio è di eliminare le componenti aleatorie, cioè il jitter. L'errore di frequenza stimato calcolato da FEF è dato da:

$$sfe(t) = f_{sorg}(t) - f_{loc}(t) + jitter(t)$$

dove $f_{sorg}(t)$ è la frequenza della sorgente dei dati trasportati, mentre $f_{loc}(t)$ è il valore reale calcolato da COM.

La correzione di frequenza apportata calcolata dal blocco COM è data da:

$$cfe(t) = f_{loc}(t) - f_{nom_loc}(t)$$

ove $f_{nom_loc}(t)$ è la frequenza dell'oscillatore locale a comando nominale.

Il segnale all'ingresso del filtro FEF vale:

$$sfe(t) + cfe(t) = f_{sorg}(t) + jitter(t) - f_{nom_loc}(t)$$

il quale dipende dal tempo solo attraverso il jitter che però può essere pesantemente filtrato, riducendo al minimo questa componente. Si filtra quindi questo segnale tramite ad esempio

un filtro IIR alla cui uscita si ha un segnale $err_f(t)$ dato da:

$$err_f(t) = f_{sorg}(t) + jitter_{res}(t) - f_{nom_loc}(t)$$

Così all'ingresso del blocco COM si ha il segnale:

$$\begin{aligned} ffe(t) &= f_{sorg}(t) + jitter_{res}(t) - f_{nom_loc}(t) - cfe(t) = \\ &= f_{sorg}(t) + jitter_{res}(t) - f_{nom_loc}(t) - f_{loc}(t) + f_{nom_loc}(t) = \\ &= f_{sorg}(t) - f_{loc}(t) + jitter_{res}(t) \end{aligned}$$

Questo valore rappresenta la differenza tra l'obiettivo e il valore della frequenza locale, a parte una piccolissima componente residua $jitter_{res}(t)$ funzione del tempo.

Quindi dalla figura 2 si può vedere che i segnali $sfe(t)$ e $cfe(t)$ sono sommati in un sommatore SM2 e forniti ad un filtro numerico trasversale tipo IIR che filtra la componente indesiderata di jitter, fornendo in uscita il segnale $err_f(t)$ sopra definito; da quest'ultimo si sottrae in un sottrattore ST3 il segnale $cfe(t)$ fornendo il segnale $ffe(t)$ al blocco COM.

Facendo ancora riferimento alla figura 2, viene descritto nel seguito la struttura ed il modo di operare del generatore di comandi (blocco COM tratteggiato).

COM si compone dei seguenti sottoblocchi:

Blocco DSP1: questo blocco calcola il comando $com(t)$, da applicare al VCO, che si suddivide in due componenti distinte, una che recupera la frequenza e una che recupera la fase:

$$com(t) = F1 [ffe(t)] + F2 [K_{FPE} \bullet fpe(t)]$$

ove $F1$ è una funzione dell'errore di frequenza ed $F2$ dell'errore di fase. Ad esempio:

$$F1 = 1 / K_{VCO} \quad \text{ed} \quad F2 = F1 / \Delta T$$

dove K_{VCO} è la costante sopra definita, mentre ΔT è l'intervallo di tempo di riferimento, ad esempio un tempo di bit.

L'errore di frequenza viene recuperato tutto all'istante successivo, mentre l'errore di fase viene recuperato in parte secondo una legge non lineare K_{FPE} funzione dell'errore di



fase, la quale crea una compressione del recupero dell'errore per errori piccoli, per esempio usando una funzione quadratica come evidenziato in fig. 3.

Per errori di fase al di sotto di un valore di soglia fpe_{THR} il valore di K_{FPE} varia con una legge quadratica che tende a zero per errori piccoli e tende ad un valore di saturazione per errore che tende al valore di soglia fpe_{THR} . La soglia e la saturazione possono essere resi adattivi in funzione del tasso di errore riscontrato.

La variazione di comando $com(t)$ rispetto al valore precedente viene così limitata con una legge di saturazione che dipende dall'errore di fase e dal tempo. Questa saturazione è dovuta alle limitazioni fisiche del VCO ed a problemi di stabilità del sistema.

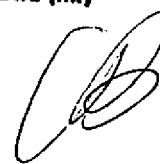
Blocco SIM: esegue una simulazione digitale del filtro analogico AF a valle del convertitore DA: cioè, dato il valore di ingresso $com(t)$, valuta numericamente il valore di $ce(t)$ e lo trasforma in un valore di comando predetto $cpe(t)$ fornito ai blocchi PEE, FEE (fig. 1).

SIM calcola inoltre il segnale $cfe(t)$ da fornire al blocco FEF. Come sopra detto, $cfe(t) = f_{loc}(t) - f_{nom_loc}(t)$, dove $f_{nom_loc}(t)$ è un valore costante dato da ad esempio da $f_{nom_loc}(t) = V_N K_{VCO}$, con V_N tensione nominale del VCO, mentre $f_{loc}(t)$ è il valore numerico calcolato in base al valore istantaneo del segnale di comando $com(t)$.

Blocco DSP2: ricava dallo stesso valore di ingresso $com(t)$ una simulazione del valore di recupero di fase $D_e(t)$ che tiene conto della saturazione, utilizzato nel filtraggio dell'errore di fase. $D_e(t)$ è l'effettivo recupero di fase non filtrato del sistema al passo successivo: questo valore si sottrae ad $fpe(t)$ per rendere più veloce il sistema e per far sì che il filtro filtri solo il rumore (jitter), togliendo la componente relativa al comando.

Dalla descrizione sopra riportata delle funzioni svolte e del modo di operare, la realizzazione effettiva del circuito oggetto dell'invenzione non costituisce problema per il tecnico del ramo, ad esempio tramite unità a microprocessore opportunamente programmate.

Sono possibili varianti realizzative all'esempio non limitativo descritto, come ad esem-



pio: utilizzo di filtri IIR di grado superiore o di filtri FIR oppure ancora di reti filtranti non lineari.

Si può adottare un algoritmo diverso da quello dei minimi quadrati per approssimare l'insieme di misure di errori di fase ad una retta.



RIVENDICAZIONI

1. Metodo per il controllo numerico di un anello ad aggancio di fase, comprendente un oscillatore controllato in tensione (VCO), caratterizzato dal fatto che prevede i seguenti passi:

- calcolo di una prima differenza $pe(t)$ tra una fase di un segnale di ingresso $ps(t)$ ed una fase locale $pl(t)$ del segnale prodotto da detto oscillatore controllato in tensione (VCO);
- calcolo di stime numeriche di un errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$ di detta prima differenza $pe(t)$;
- filtraggio numerico adattivo separato di dette stime numeriche di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$, ottenendo rispettivi segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$;
- calcolo di un segnale di comando $com(t)$ per detto oscillatore controllato in tensione (VCO) costituito da una combinazione dei contributi di detti segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$.

2. Metodo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre il passo di calcolo di segnali di retroazione ($cpe(t)$, $cfe(t)$, $D_e(t)$) da detrarre da dette stime numeriche di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$ e da detti filtri numerici adattivi separati, detti segnali di retroazione costituendo una componente variabile nel tempo per effetto della variazione dei comandi, consentendo mediante detta detrazione di elaborare le sole componenti aleatorie tempo-varianti.

3. Metodo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre i seguenti passi:

- calcolo di un segnale di simulazione numerica $cpe(t)$ della correzione di fase apportata a detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $com(t)$, detto segnale di simulazione numerica $cpe(t)$ costituendo uno di detti segnali di retroazione;



- calcolo di dette stime numeriche di errore di fase $\text{sfe}(t)$ e di frequenza $\text{sfe}(t)$ su di un segnale numerico costituito da detta prima differenza $\text{pe}(t)$ detratta di detto segnale di simulazione numerica $\text{cpe}(t)$.

4. Metodo secondo le rivendicazioni 2 o 3, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre i seguenti passi:

- calcolo di una simulazione del recupero di fase $\text{D}_e(t)$ apportato su detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $\text{com}(t)$, detta simulazione del recupero di fase costituendo uno di detti segnali di retroazione;
- esecuzione di detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di fase $\text{sfe}(t)$ detratta del contributo dato da detta simulazione del recupero di fase $\text{D}_e(t)$.

5. Metodo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 2 a 4, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre i seguenti passi:

- calcolo di una simulazione della correzione di frequenza $\text{cfe}(t)$ apportata su detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $\text{com}(t)$, detta simulazione della correzione di frequenza costituendo uno di detti segnali di retroazione;
- esecuzione di detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di frequenza $\text{sfe}(t)$ detratta del contributo dato da detta simulazione della correzione di frequenza $\text{cfe}(t)$.

6. Metodo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto calcolo delle stime numeriche di errore di fase $\text{sfe}(t)$ e di frequenza $\text{sfe}(t)$ è eseguito mediante una stima della retta dei minimi quadrati applicata ad una certa sequenza di stime in istanti successivi

7. Metodo secondo la rivendicazione 6, caratterizzato dal fatto che detta stima della retta dei minimi quadrati comprende le seguenti fasi:

- calcolo di una prima sommatoria ($\mathbf{z}_k$):

$$\mathbf{z}_k = \Phi_k - \sum_{n=1}^k C_n \cdot (T_{n-1} - T_n)$$



dove k è il numero di istanti successivi, Φ_k le misure di errore di fase, C_n le variazioni del controllo applicato all'oscillatore controllato in tensione (VCO)

- calcolo di un primo sistema sulla base di detta prima sommatoria (z_k):

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k^2 \right) \cdot a + \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k \right) \cdot b = \sum_{k=1}^{L-1} z_k \cdot T_k \\ \left(\sum_{k=1}^{L-1} T_k^2 \right) \cdot a + L \cdot b = \sum_{k=1}^{L-1} z_k \end{array} \right.$$

ottenendo detta retta dei minimi quadrati come: $z = a \cdot T + b$, da cui detto errore di fase $\text{sfe}(t)$ è ricavato da una estrapolazione di detta retta all'istante successivo (t_{i+1}), cioè il valore della retta all'istante (t_{i+1}), mentre detto errore di frequenza $\text{sfe}(t)$ corrisponde alla pendenza della retta (a).

8. Metodo secondo le rivendicazioni 1 o 4, caratterizzato dal fatto che detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di fase $\text{sfe}(t)$ è eseguito tramite un primo filtraggio adattivo tipo IIR (Infinite Impulse Response).

9. Metodo secondo la rivendicazione 8, caratterizzato dal fatto che detto primo filtraggio adattivo tipo IIR calcola la seguente espressione:

$$\text{fpe}(t) = (1 - \alpha) [\text{fpe}(t-1) - D_e(t)] + \alpha \text{sfe}(t)$$

dove α è una costante del filtro.

10. Metodo secondo la rivendicazione 9, caratterizzato dal fatto che detta costante α è resa adattiva secondo la seguente espressione:

$$\alpha(t+1) = \alpha(t) + K_{PEF} \cdot (\alpha_{AS} - \alpha(t))$$

in base a cui α decresce nel tempo fino a raggiungere un valore asintotico α_{AS} .

11. Metodo secondo le rivendicazioni 1 o 5, caratterizzato dal fatto che detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di frequenza $\text{sfe}(t)$ è eseguito tramite un secondo filtraggio adattivo tipo IIR.



12. Metodo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detto segnale di comando $com(t)$ per detto oscillatore controllato in tensione (VCO) è costituito da una combinazione dei contributi di detti segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$, tale che l'errore di frequenza viene recuperato tutto all'istante successivo, mentre l'errore di fase viene recuperato solo in parte.

13. Metodo secondo la rivendicazione 12, caratterizzato dal fatto che detto segnale di comando $com(t)$ è ricavato in base alla seguente relazione:

$$com(t) = F1 [ffe(t)] + F2 [K_{FPE} \bullet fpe(t)]$$

dove F1 e F2 sono due costanti; K_{FPE} è una legge non lineare funzione dell'errore di fase $fpe(t)$, la quale crea una compressione del recupero dell'errore di fase per errori piccoli, mentre tende ad un valore di saturazione per errori superiori ad un valore di soglia.

14. Dispositivo per il controllo numerico di un anello ad aggancio di fase, comprendente un oscillatore controllato in tensione (VCO), caratterizzato dal fatto che comprende:

- primi mezzi di sottrazione (ST1) per il calcolo di una prima differenza $pe(t)$ tra una fase di un segnale di ingresso $ps(t)$ ed una fase locale $pl(t)$ del segnale prodotto da detto oscillatore controllato in tensione (VCO);
- mezzi di calcolo di stime numeriche (PEE, FEE) di un errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$ di detta prima differenza $pe(t)$;
- mezzi di filtraggio numerico adattivo separato (PEF, FEF) di dette stime numeriche di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$, che ricavano rispettivi segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$;
- mezzi di calcolo (COM) di un segnale di comando $com(t)$ per detto oscillatore controllato in tensione (VCO) costituito da una combinazione dei contributi di detti segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$.

15. Dispositivo secondo la rivendicazione 14, caratterizzato dal fatto che comprende inol-



tre mezzi di calcolo (SIM) di un segnale di simulazione numerica $cpe(t)$ della correzione di fase apportata a detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $com(t)$, detti mezzi di calcolo di stime numeriche (PEE, FEE) calcolando dette stime numeriche di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$ su di un segnale numerico costituito da detta prima differenza $pe(t)$ detratta di detto segnale di simulazione numerica $cpe(t)$.

16. Dispositivo secondo la rivendicazione 15, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di calcolo di stime numeriche (PEE, FEE) eseguono detto calcolo delle stime numeriche di errore di fase $spe(t)$ e di frequenza $sfe(t)$ mediante una stima della retta dei minimi quadrati applicata ad una certa sequenza di stime in istanti successivi.

17. Dispositivo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 14 a 16, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre mezzi di calcolo (DSP2) di una simulazione del recupero di fase $D_e(t)$ apportato su detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $com(t)$, detti mezzi di filtraggio numerico adattivo (PEF) di detta stima numerica di errore di fase $spe(t)$ eseguendo detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di fase $spe(t)$ detratta del contributo dato da detta simulazione del recupero di fase $D_e(t)$.

18. Dispositivo secondo una qualsiasi delle rivendicazioni da 14 a 17, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre mezzi di calcolo (SIM) di una simulazione del recupero di frequenza $cfe(t)$ apportato su detto oscillatore controllato in tensione (VCO) sulla base di detto segnale di comando $com(t)$, detti mezzi di filtraggio numerico adattivo (FEF) di detta stima numerica di errore di frequenza $sfe(t)$ eseguendo detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di frequenza $sfe(t)$ detratta del contributo dato da detta simulazione del recupero di frequenza $cfe(t)$.

19. Dispositivo secondo le rivendicazioni 14 o 17, caratterizzato dal fatto che per detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di fase $spe(t)$ comprende un pri-

mo filtro adattivo tipo IIR (PEF) che esegue la seguente espressione:

$$fpe(t) = (1 - \alpha) [fpe(t-1) - D_e(t)] + \alpha spe(t)$$

dove α è una costante del filtro.

20. Dispositivo secondo le rivendicazioni 14 o 18, caratterizzato dal fatto che per detto filtraggio numerico adattivo di detta stima numerica di errore di frequenza $sfe(t)$ comprende un secondo filtro adattivo tipo IIR (FEF).

21. Dispositivo secondo la rivendicazione 14, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di calcolo (COM) di un segnale di comando $com(t)$ per detto oscillatore controllato in tensione (VCO) determinano detto segnale di comando $com(t)$ in base ad una combinazione dei contributi di detti segnali numerici filtrati di fase $fpe(t)$ e di frequenza $ffe(t)$, tale che l'errore di frequenza viene recuperato tutto all'istante successivo, mentre l'errore di fase viene recuperato solo in parte.

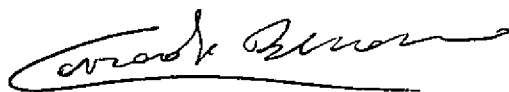
22. Dispositivo secondo la rivendicazione 21, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di calcolo (COM) determinano detto segnale di comando $com(t)$ in base alla seguente relazione:

$$com(t) = F1 [ffe(t)] + F2 [K_{FPE} \bullet fpe(t)]$$

dove F1 e F2 sono due costanti; K_{FPE} è una legge non lineare funzione dell'errore di fase $fpe(t)$, la quale crea una compressione del recupero dell'errore di fase per errori piccoli, mentre tende ad un valore di saturazione per errori superiori ad un valore di soglia.

23. Anello ad aggancio di fase comprendente mezzi in accordo con una qualsiasi delle rivendicazioni da 14 a 22.

24. Anello ad aggancio di fase comprendente mezzi atti a realizzare il metodo di una qualsiasi delle rivendicazioni da 1 a 13.



Ing. CORRADO BORSANO (iscr. 446)
c/o **ALCATEL ITALIA S.p.A.**
Via Trento, 30 - 20059 VIMERCATE (MI)



MI 97 A 2772

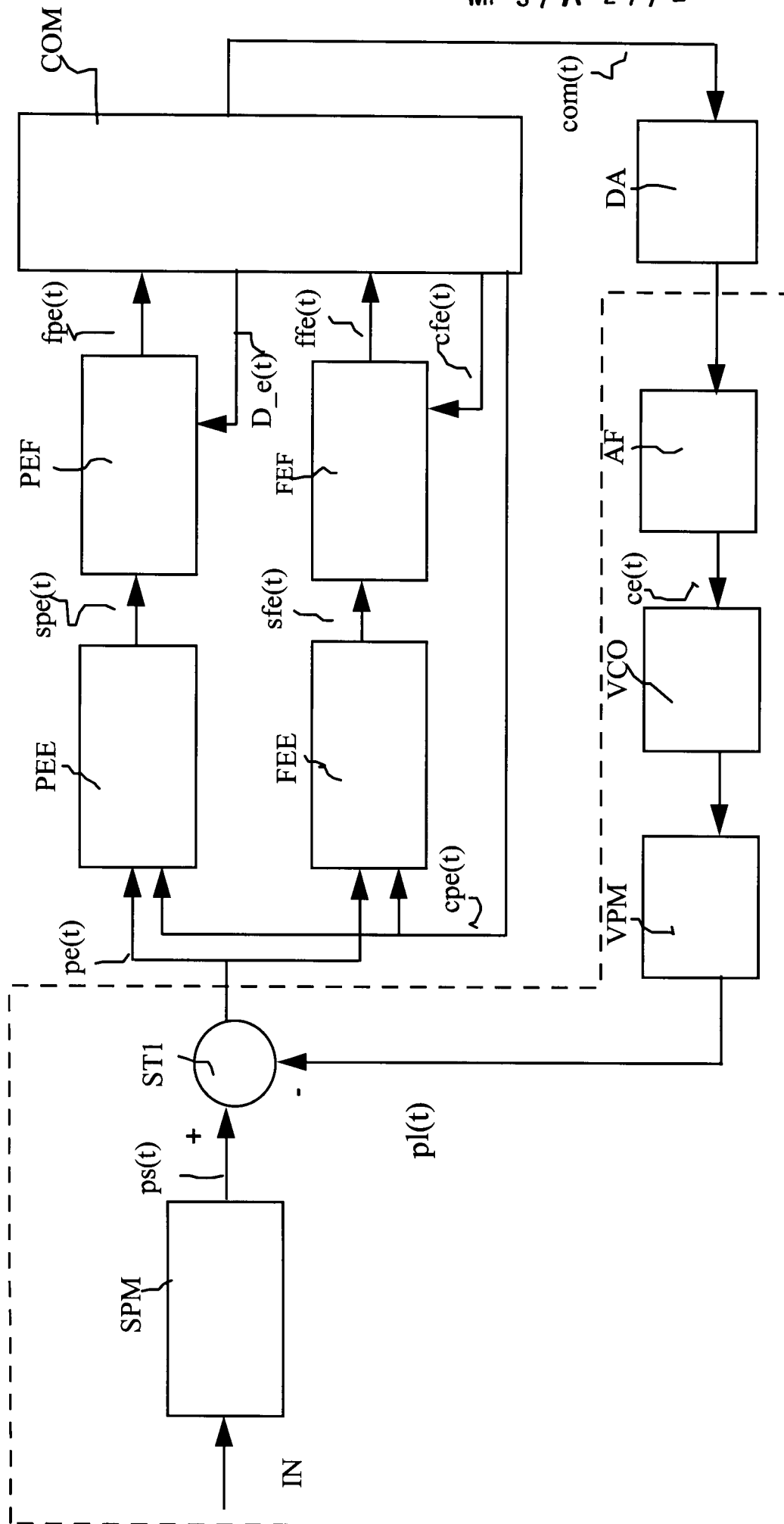
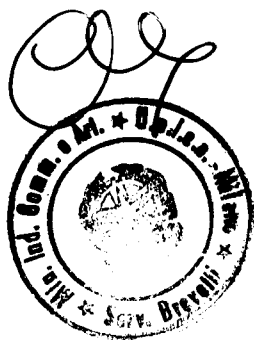


FIG. 1

mod. Borsano
 Ing. CORRADO BORSANO (iscr. 446)
 c/o ALCATEL ITALIA S.p.A.
 Via Trento, 30 - 20059 VIMERCATE (MI)



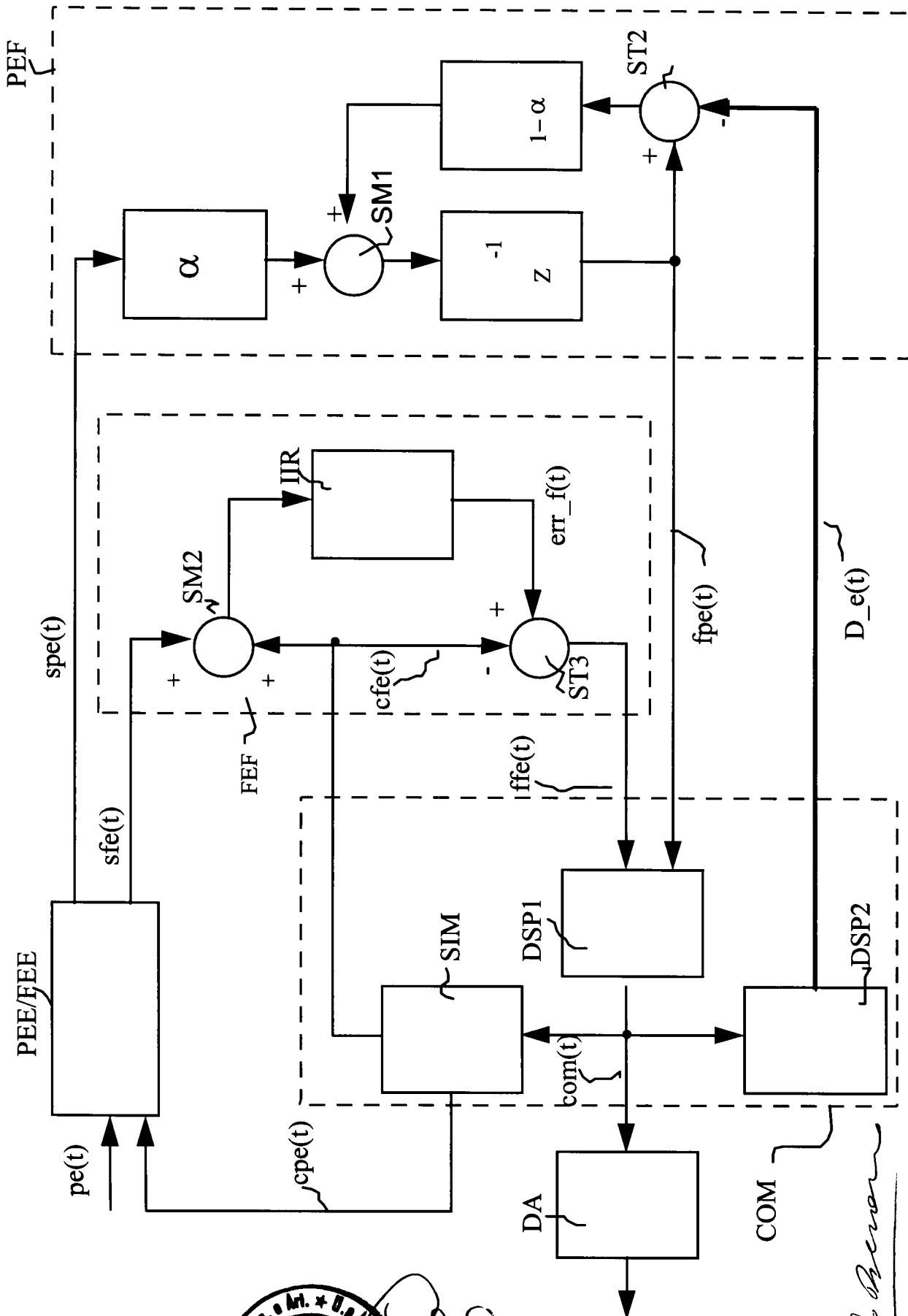
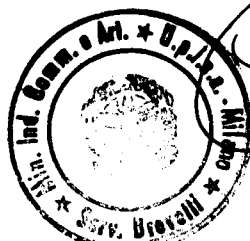
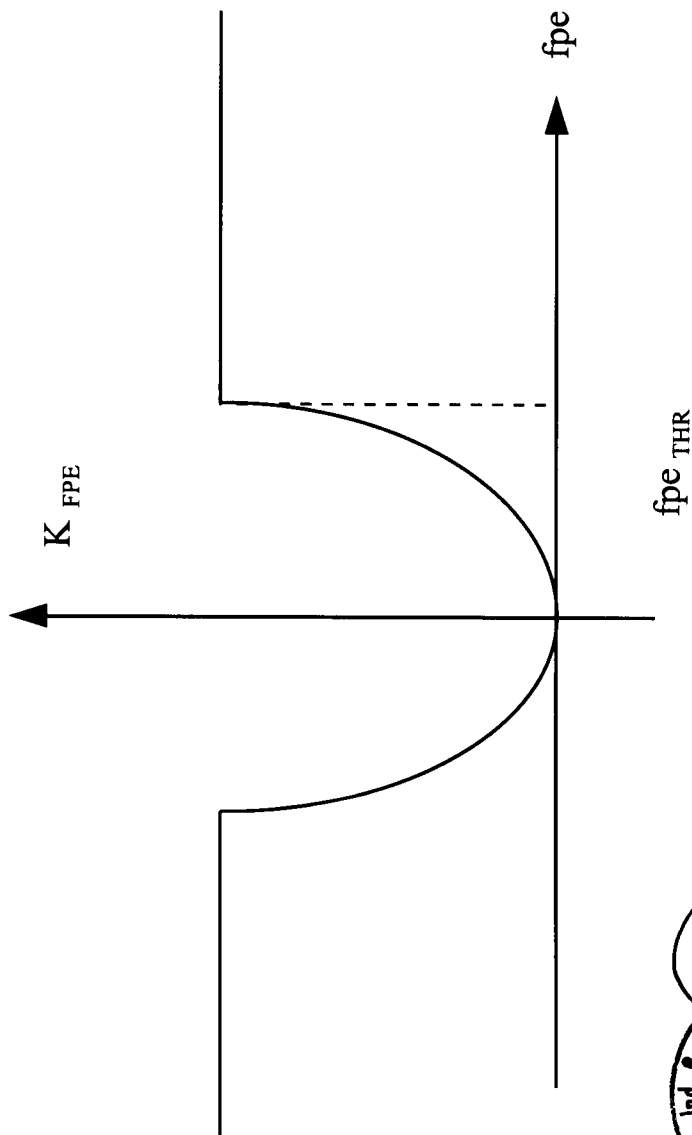


FIG. 2





MI 97 A 277 2

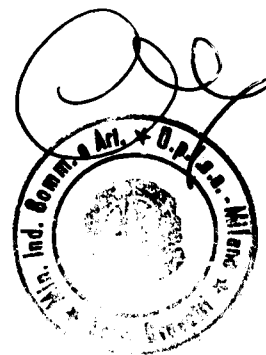


FIG. 3

Corrado Borsano

Ing. CORRADO BORSANO (iscr. 446)
c/o ALCATEL ITALIA S.p.A.
Via Trento, 30 - 20059 VIMERCATE (MI)