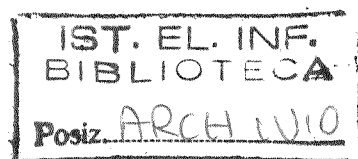


B 07/0

Contratto di collaborazione tecnico-scientifica
IEI (CNR)-Centro Leonardo Spa

L. Bedini, G. Bertini, A. Ribolini

ABBATTIMENTO ATTIVO DEL RUMORE MEDIANTE
L'USO DI UNA SCHEDA BASATA SU TMS320C30



Nota interna BL n. 23

Luglio '83

ABBATTIMENTO ATTIVO DEL RUMORE MEDIANTE L'USO DI UNA SCHEDA BASATA SU TMS320C30

L. Bedini, G. Bertini, A. Ribolini

Sommario - Il problema dell'abbattimento attivo del rumore viene generalmente ricondotto all'uso di una o più sorgenti secondarie in grado di generare, in zone limitate, un campo in controfase rispetto a quello generato dalla sorgente primaria di rumore. Il segnale pilota per le sorgenti secondarie è generalmente ottenuto mediante l'uso di filtri adattativi aventi come ingresso segnali rilevati con sensori posti sia in prossimità della sorgente primaria che nella zona da controllare. Nel presente lavoro viene analizzato il caso in cui nella zona controllata debba essere ricevuto un segnale non correlato con quello della sorgente primaria. L'abbattimento del rumore può pertanto essere considerato come un problema di massimizzazione del rapporto segnale-disturbo. Viene proposto l'uso di una scheda basata sul DSP Texas TMS320C30 per l'acquisizione dei segnali analogici, la realizzazione del filtro adattativo e la generazione del segnale analogico necessario per pilotare la sorgente secondaria. Sono descritti i risultati di alcuni esperimenti che evidenziano le prestazioni ottenibili in presenza di rumore sinusoidale con frequenza ed ampiezza variabili nel tempo. Vengono infine riportati i risultati di una simulazione atta ad evidenziare la possibilità di usare DSP a virgola fissa.

Introduzione.

La possibilità di ridurre il rumore generato da una sorgente primaria mediante l'uso di sorgenti secondarie, che generano onde acustiche in controfase rispetto a quelle primarie, è stata evidenziata in diversi lavori comparsi in letteratura relativamente a diversi campi applicativi [1,2,6,7,8,9,10].

Lo schema di principio per ridurre il rumore è mostrato in fig. 1. SS, SPR, SSR rappresentano rispettivamente la sorgente di segnale, la sorgente primaria di rumore e la sorgente secondaria. ZA rappresenta la zona di ascolto in cui deve essere abbattuto il rumore generato dalla sorgente primaria SPR. A questo scopo, la sorgente secondaria SSR genera un'onda acustica che risulterà in controfase, rispetto a quella generata da SPR, nella zona ZA. La sorgente secondaria è costituita da un trasduttore elettro-acustico,

il cui ingresso e' ottenuto dal sistema di controllo mediante l'elaborazione del segnale fornita dal sensore S1 e dal sensore S2. Disponendo adeguatamente questi ultimi, e' ragionevole supporre che il sensore S1 rilevi il campo acustico generato solamente dalla sorgente primaria. In linea di principio, il sistema di controllo, a partire dai segnali rilevati, dovra' prevedere quale sara' il campo acustico prodotto nella zona ZA dalla sorgente primaria e generare il segnale pilota da inviare alla sorgente secondaria in modo tale da produrre, nella zona ZA, un campo in controfase atto a ridurre l'intensita' del campo primario.

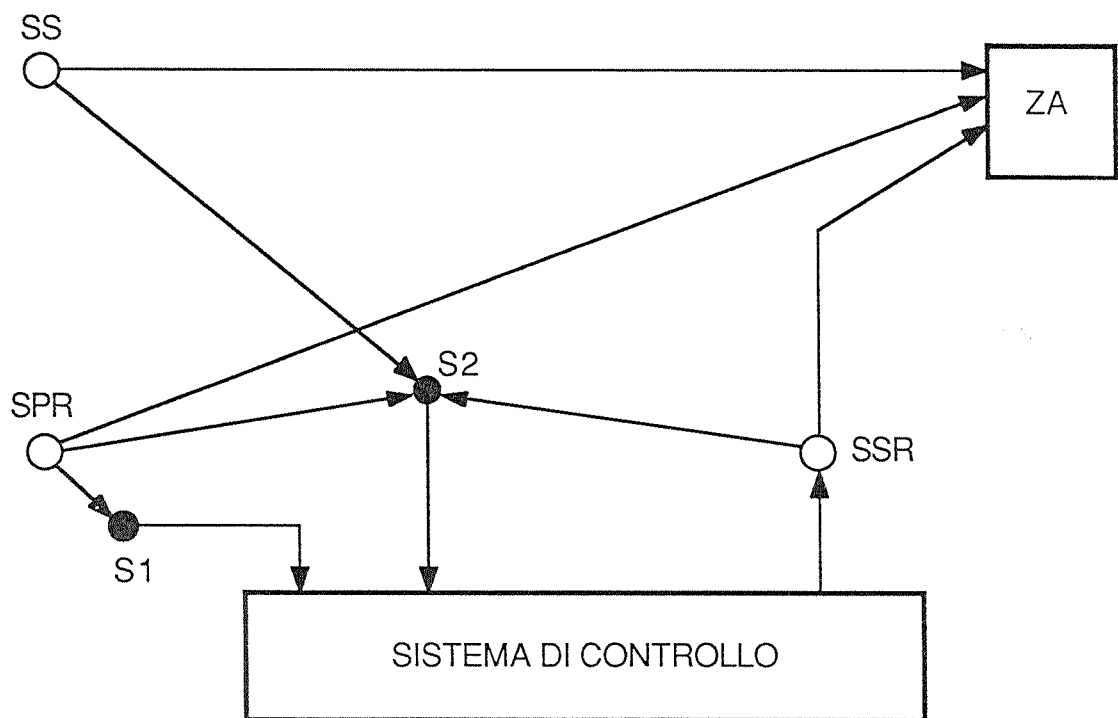


Fig. 1 - Geometria del sistema acustico.

- SS : sorgente di segnale
- SPR : sorgente primaria di rumore
- SSR : sorgente secondaria di rumore
- S1 : sensore del campo acustico primario
- S2 : sensore del campo acustico globale
- ZA : zona di ascolto da silenziare

La variabilita' del campo primario e l'impossibilita' di disporre di modelli precisi relativi alla fisica del sistema (caratteristiche dei trasduttori, modalita' di generazione e propagazione dei segnali

acustici) non consentono l'uso di filtri predittivi costanti. Diversi autori hanno evidenziato le buone prestazioni ottenibili mediante l'uso di filtri adattativi di vario tipo [1,3,4,5]. L'uso di tali filtri, oltre a compensare la variabilità delle caratteristiche del campo primario, consente di ridurre l'influenza degli errori di modellizzazione ampiamente presenti in tali tipi di problemi. Di seguito si riportano le principali semplificazioni adottate nella modellizzazione del sistema.

Una prima semplificazione riguarda la sorgente primaria di rumore. In casi pratici è impossibile disporre di un modello preciso di generazione del campo acustico, data la complessità spazio-temporale della sorgente. Si pensi, ad esempio al caso in cui tale sorgente è un motore a scoppio od una ventola. In funzione della complessità della sorgente, questa può essere approssimata nello spazio con un numero più o meno elevato di generatori puntiformi con caratteristiche e dislocazione opportuna. Se la zona ZA da silenziare è sufficientemente distante dal generatore primario il campo acustico in ZA può essere modellato come un'onda piana, trascurando quindi la geometria del generatore. La variabilità temporale della sorgente molto spesso non è riconducibile a modelli prefissati.

Una seconda semplificazione riguarda il mezzo in cui si propagano le onde acustiche. Generalmente tale mezzo è dispersivo e con caratteristiche variabili, anche se lentamente, nel tempo. È quindi difficilmente quantizzabile la distorsione in ampiezza, in fase e la velocità di gruppo nella propagazione dell'onda acustica.

Altre semplificazioni sono connesse alla dimensione della zona ZA ed alle approssimazioni usualmente adottate per la caratterizzazione della risposta della sorgente secondaria.

L'aumento della complessità del modello comporta un aumento dei costi dei sensori, dei trasduttori e del sistema di controllo. È pertanto necessario adottare un compromesso in modo da ottenere un rapporto soddisfacente tra prestazione e prezzo. Generalmente il progetto si attua nei seguenti passi successivi[5]:

- 1) Caratterizzazione del campo da abbattere nella zona ZA. Si eseguono misure di campo, in ampiezza, frequenza e fase, in una griglia atta a coprire la zona ZA. Le misure si eseguono per varie condizioni di emissione da parte della sorgente primaria di rumore.
- 2) Definizione della geometria della sorgente secondaria. Si selezionano i tipi di trasduttori elettro-acustici che costituiranno la sorgente secondaria e se ne individua la disposizione spaziale più idonea ad abbattere il campo primario nella zona ZA.

- 3) Si individua il numero e la posizione dei sensori del tipo S1 ed S2 atti ad assicurare un funzionamento del sistema di controllo efficace per l'abbattimento del rumore.
- 4) Si sceglie l'algoritmo di controllo, si valuta la sua complessita' computazionale e si sceglie l'hardware piu' adatto per la sua implementazione.

Poiche' il progetto viene effettuato per approssimazioni successive, risulta molto utile la disponibilita' di un ambiente di simulazione che consente di valutare le prestazioni al variare dei vari parametri di progetto.

Nel presente lavoro viene focalizzata l'attenzione sul passo 4. In particolare viene proposto un sistema di controllo basato su un filtro adattativo di tipo FIR che aggiorna i coefficienti mediante l'uso di un algoritmo LMS. Scopo del lavoro e' quello di evidenziare la convenienza di utilizzare dispositivi DSP per la realizzazione del sistema di controllo. Si e' ritenuto pertanto opportuno semplificare al massimo la complessita' del sistema acustico da controllare per concentrare l'attenzione sugli aspetti computazionali connessi con la realizzazione del filtro adattativo e sulla sua implementazione hardware-software. Per la valutazione delle prestazioni e' stato predisposto un ambiente simulato semplificato che facilita l'esecuzione di vari tipi di sperimentazione.

Algoritmo LMS

Come gia' detto in precedenza il sistema di controllo, a partire dai segnali rilevati dai sensori S1 ed S2, dovra' prevedere il campo acustico prodotto dalla sorgente primaria SPR nella zona ZA e determinare il segnale con cui pilotare la sorgente secondaria.

In fig. 2 e' riportato lo schema a blocchi del sistema di controllo che utilizza un filtro adattativo per la determinazione del segnale con cui pilotare la sorgente secondaria SSR adatto a produrre nella zona di ascolto un segnale acustico in controfase rispetto a quello generato dalla sorgente primaria. Scopo del filtro adattativo e' quello di eseguire una predizione del segnale acustico che viene prodotto dalla sorgente primaria SPR nella zona ZA. Tale segnale dovra' poi essere adattato per tener conto della risposta della sorgente secondaria e del canale di propagazione da tale sorgente alla zona ZA. Per semplicita' di schematizzazione, l'adattamento sopra specificato si ritiene parte integrante di SSR.

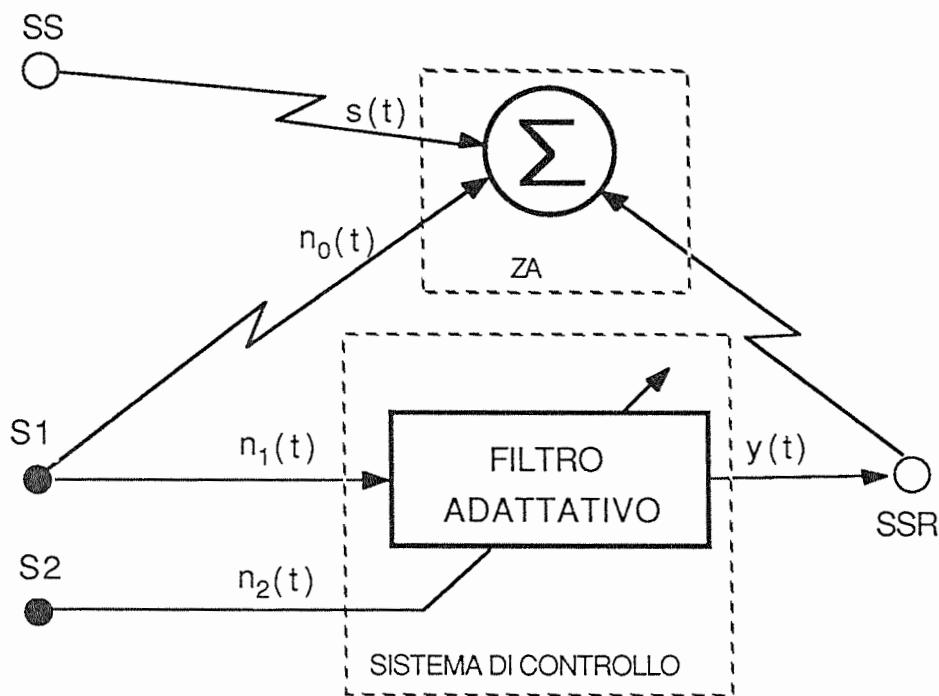


Fig. 2 - Schema a blocchi del sistema di controllo e sue connessioni con il sistema acustico.

Poiche' lo scopo del presente lavoro e' quello di valutare le prestazioni ottenibili con una realizzazione del filtro adattativo mediante DSP, si sono effettuate le ipotesi semplificative di seguito riportate. I canali di propagazione dei vari segnali acustici sono supposti ideali con ritardo di propagazione nullo e guadagno unitario su tutta la gamma di frequenza. Anche la sorgente SSR e' stata supposta ideale con guadagno unitario. Si e' trascurato il rumore additivo $n(t)$. Si e' infine supposto che le varie sorgenti di segnale e la zona di ascolto siano puntiformi con il sensore S2 localizzato nella zona di ascolto. Con tali ipotesi semplificative lo schema a blocchi di fig. 2 si riduce a quello riportato in fig. 3.

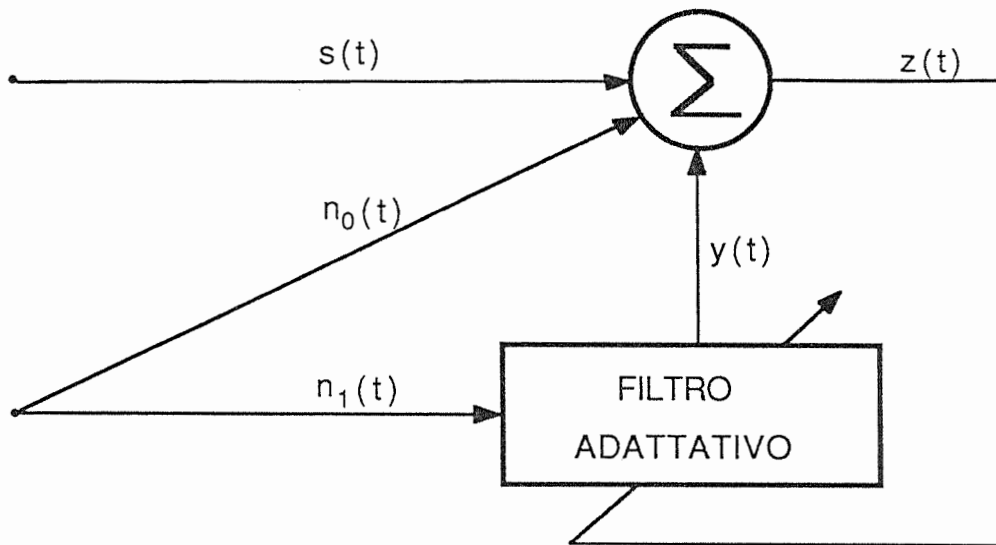


Fig. 3 - Schema a blocchi semplificato del sistema acustico.

Con riferimento a questa ultima figura, il filtro adattativo dovrà minimizzare il valor medio $E[z(t)*z(t)]$ con $z(t)$ dato da

$$z(t) = n_0(t) - y(t) + s(t)$$

Supponendo $s(t)$ non correlato con $n_0(t)$ e con $y(t)$ si ha

$$E[z*z] = E[(n_0 - y)*(n_0 - y)] + E[s*s]$$

da cui si nota che la minimizzazione di $E[z*z]$ equivale alla minimizzazione di $E[(n_0 - y)*(n_0 - y)]$. La minimizzazione di questo ultimo può essere ottenuta in forma ricorsiva mediante l'uso di una tecnica di gradiente stocastico (algoritmo LMS) proposta in [widrow]. Tale tecnica presuppone che l'uscita $y(t)$, al tempo $n\Delta t$, del filtro adattativo venga determinata mediante il prodotto tra N pesi $W_k(j)$, $j=1, \dots, N$, e gli N campioni del segnale $n_1(t)$ in ingresso al filtro stesso prelevati al tempo $(k-j)\Delta t$ e cioè:

$$y(k\Delta t) = \sum_{j=1}^N W_k(j) * n_1(k-j)\Delta t$$

od anche in forma vettoriale

$$y(k\Delta t) = \mathbf{W}_k^T * \mathbf{n}_k$$

Come noto, essendo il gradiente di $E[z^*z]$ dato da $-2z_k n_k$, l'aggiornamento dei pesi W_k e' dato da

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu z_k n_k$$

ove μ e' un opportuno fattore di convergenza.

Per ogni valore di k la realizzazione del filtro adattativo comporta l'esecuzione dei seguenti passi principali:

- 1) - calcolo dell'uscita corrente del filtro data da $y_k = W_k^T * n_k$
- 2) - aggiornamento dei pesi $W_k(j)$, $j=1,..N$

Il costo computazionale e' principalmente determinato dalle N moltiplicazioni e somme necessarie sia per l'esecuzione del passo 1 che del passo 2. Nel nostro caso si e' assunto $N=32$ ottenendo quindi una complessita' di 64 moltiplicazioni e 64 somme.

Descrizione del sistema realizzato

Considerato il tipo di interfacciamento richiesto verso l'ambiente esterno e l'elaborazione prevista per l'implementazione del filtro adattativo, si e' ritenuto opportuno utilizzare una scheda DSP gia' disponibile sul mercato, corredata di convertitori A/D e D/A e basata su un microprocessore a virgola mobile. La nostra scelta e' caduta sulla scheda denominata "TMS320C30 PC System Board" e prodotta dalla LSI (Loughborough Sound Images Ltd.) e gia' utilizzata nel laboratorio dell'IEI in altre applicazioni di DSP. Per tale scheda e' disponibile un ambiente di sviluppo basato su PC-AT comprendente i tipici tools di sviluppo, e cioe' un compilatore per il C, un assembler e un debugger simbolico.

Di seguito verra' data una breve descrizione dell'hardware costituente la scheda, dei tools disponibili e del software realizzato per l'abbattimento attivo del rumore.

a) *Descrizione dell'hardware*

La scheda contiene un processore TMS320C30 capace di aritmetica intera e floating-point, completo di 2048x32 bit parole di on-chip RAM, 4096x32 parole di on-chip ROM, unita' di controllo, interfaccia parallela e interfaccia seriale. Il DSP opera ad una frequenza di 33.3 MHz pari a 16.7 milioni di istruzioni per secondo. E' possibile ottenere la massima

prestazione di 33.3 milioni di istruzioni per secondo quando il moltiplicatore e il sommatore interni sono usati in parallelo.

La scheda e' configurata in modo da far lavorare il 'C30 in modo "microprocessore". In aggiunta alla memoria interna al processore la scheda mette a disposizione anche due aree di memoria esterna a zero stati di wait.

La prima area di memoria (A) e' espandibile fino a 192K parole, mentre la seconda (B) puo' contenere fino a 64K parole. Nella versione base, utilizzata nella nostra applicazione, sia l'area A che l'area B contengono 64K parole ciascuna, di cui l'area A opera con zero stati di wait e l'area B con uno stato di wait. Tramite un connettore di espansione di memoria, presente sulla scheda, e' possibile utilizzare le aree di memoria, previste come indirizzamento dal DSP ma non utilizzate nella scheda, per eventuali espansioni di memoria realizzate dall'utente. Il connettore fornisce tutte le linee del bus primario del DSP, 32 linee di dati, 24 linee di indirizzo e tutte le linee di controllo necessarie.

Sulla scheda è presente una sezione di interfacciamento per segnali analogici costituita da due canali A/D e due D/A a 16 bit con relativi circuiti di condizionamento e di filtraggio. I convertitori A/D e D/A trattano i dati digitali in modo seriale e consentono frequenze di campionamento fino a 200 Khz. I valori delle frequenze possono essere determinati da un timer interno comune oppure da un trigger esterno. Il timer interno, fornito direttamente dal DSP, puo' essere programmato per via software con una risoluzione di 120 nsec. I due canali in ingresso includono amplificatori a guadagno unitario e circuiti di sample/hold. Su entrambi i canali in ingresso ed in uscita sono inseriti dei filtri passa-basso del quarto ordine del tipo Sallen-Key, con possibilità di cambiare la frequenza di taglio sostituendo le resistenze con valori opportuni; sul connettore Canon posto sul retro della scheda sono comunque disponibili i segnali diretti senza essere sottoposti a filtraggio. E' possibile inoltre regolare l'offset sui filtri di ingresso e di uscita tramite dei trimpot.

La scheda e' compatibile con il bus PC-AT in modo ISA (16 bit). Gli accessi alla scheda TMS320C30 vengono fatti attraverso una memoria a doppia porta, la velocita' e' limitata dalla velocita' del PC e/o dal suo software. La memoria a doppia porta presente sulla scheda include un contatore di indirizzi per trasferimento dati a blocchi e un hardware progettato per trasferimenti diretti tra il bus del PC e il bus del DSP.

La scheda comprende anche l'interfaccia parallela della LSI denominata DSPLINK: e' un'interfaccia a 16 bit mappata nella

memoria del DSP; i trasferimenti su detta interfaccia usano due stati di wait ed hanno un ciclo di trasferimento di 180 nsec. Puo' essere utilizzata per trasferimenti veloci con hardware aggiuntivo tramite protocollo DSPLINK.

La scheda TMS320C30 dispone di due porte seriali che permettono trasferimenti a 8,16,24 o 32 bits con il protocollo di comunicazione veloce tra i DSP della famiglia 'C30 della Texas. Molte delle caratteristiche delle porte seriali sono configurabili via software. Le linee interessate alle porte seriali sono bufferizzate sulla scheda e portate ad un connettore di I/O dedicato. Le porte non sono utilizzabili direttamente come RS-232C data la loro alta velocita' di trasferimento (6Mbits/secondo), ma possono essere utilizzate come collegamento tra due o piu' schede DSP o tra una scheda e un dispositivo esterno qualsiasi purchè questo ultimo possenga il suddetto tipo di interfacciamento.

La scheda installata nel bus PC viene indirizzata nel range dedicato all' I/O (e non nel range indirizzabile come memoria fisica), la larghezza della porta e' di 16 bit per cui un accesso a 32 bit, in lettura o scrittura sulla scheda, prevede due cicli. Per detto motivo un qualsiasi accesso a 32 bit alla scheda LSI viene bufferizzato su un latch a 32 bit, presente sulla scheda, e quindi fornito al PC mediante i due accessi sopraccitati. Se indichiamo l'indirizzo di base della scheda sul PC con "BASE" sarà necessario effettuare due letture, o due scritture a 16 bit, all'indirizzo BASE+0 e BASE+2. Il PC puo' gestire anche l'indirizzo di memoria TMS320C30 mediante altre due locazioni mappate nell'area di memoria a doppia porta e accessibili da PC tramite BASE+4 e BASE+6 utilizzando solo i 24 bit meno significativi. Nelle celle rimanenti della memoria a doppia-porta trovano posto altri due registri: il primo relativo al controllo dei trasferimenti da/a scheda TMS320C30 e il secondo per l'abilitazione o meno della possibilita' di generare un interrupt sul bus del PC da programma in esecuzione sul TMS320C30. Detta opportunita', nella versione di base, non e' abilitata.

b) Descrizione dei tools di sviluppo

La scheda LSI e' fornita dei principali tools necessari per lo sviluppo del software, resi disponibili sotto sistema operativo MS-DOS. Tra questi possiamo citare:

- un cross-compiler C super-ottimizzato (Texas Instruments per MS-DOS) che genera codice oggetto assoluto da trasferirsi sulla scheda LSI nella memoria RAM del processore TMS320C30;

- un debugger completo di gestione della scheda in grado di caricare codici oggetto TMS320C30 sulla scheda, mandarli in esecuzione, settare dei break-point nella memoria del microprocessore e visualizzare e/o modificare tutti i registri interni al DSP;

- una libreria di funzioni, richiamabili da C, per la gestione completa dell'interfacciamento con la scheda LSI; detta libreria e' stata fornita per diversi tipi di compilatori per PC, nel nostro caso e' stato utilizzato il compilatore C della Microsoft in versione 5.1.

c) descrizione del software per l'abbattimento del rumore

Il software per l'abbattimento attivo del rumore e' sostanzialmente costituito da un programma principale e da una routine per la realizzazione del filtro adattativo mediante l'uso dell'algoritmo LMS. La routine, denominata "filtro" e' stata scritta in maniera parametrica in modo da essere utilizzata sia nell'ambiente di simulazione che nell'ambiente di test finale e di prova in tempo reale. Il codice sorgente durante la simulazione viene compilato con il compilatore C Microsoft mentre nella prova in tempo reale viene compilata con il compilatore C per TMS320C30 della Texas. In quest'ultimo caso la routine viene chiamata per ogni campione acquisito dal convertitore A/D dal programma principale, residente su scheda LSI, di gestione del convertitore e di interfaccia con ambiente PC tramite memoria a doppia porta. Anche il programma principale di gestione e' stato scritto in C e compilato con il cross-compilatore per C30 della Texas: utilizza il timer interno del DSP per la generazione della frequenza di campionamento, l'acquisizione dei dati da convertitore A/D avviene su interrupt di detto timer; il timer viene programmato e attivato dal programma principale mentre l'acquisizione e filtraggio del campione avviene da Interrupt Service Routine.

Per verificare i tempi di esecuzione della routine di filtraggio e' stata attivata una linea propria della porta seriale in maniera tale che la linea associata venga messa a livello 1 per tutta la durata della routine di filtraggio e messa a zero quando il program counter risulta al di fuori di detta routine. La forma d'onda cosi' ottenuta, visualizzata su oscilloscopio, fornisce sia la frequenza di campionamento che la durata della routine di filtraggio. Si e' cosi' riscontrato che il tempo di filtraggio di ogni singolo campione e' pari a 70 μ Secondi. La frequenza di campionamento e' stata impostata a 10 KHz per cui abbiamo un tempo di ripetizione dell'impulso di 100

μ Secondi; sarebbe comunque possibile portare la frequenza di campionamento fino a 14 KHz mantenendo un corretto funzionamento della routine di filtraggio.

La subroutine di filtraggio e' stata ottimizzata al massimo livello previsto dal cross-compiler Texas Instruments. Una ulteriore riduzione dei tempi di calcolo puo' essere ottenuta realizzando il codice in Assembler; basandoci sul numero di somme e prodotti da eseguire per ogni campionamento dei segnali analogici in ingresso si dovrebbero ottenere dei tempi di esecuzione di circa 15 μ Secondi, consentendo cosi' una frequenza di campionamento maggiore di 50 KHz.

Descrizione dell'ambiente di sperimentazione

Al fine di valutare le prestazioni del sistema per l'abbattimento attivo del rumore, e' stato realizzato l'ambiente sperimentale mostrato in fig. 4. La sorgente di segnale e' stata realizzata con un registratore audio. La sorgente di rumore primario e' stata realizzata mediante l'uso di un generatore di segnale. L'uscita del convertitore D/A e' inviata ad un amplificatore che pilota un altoparlante in modo da poter valutare anche ad orecchio i risultati dell'elaborazione.

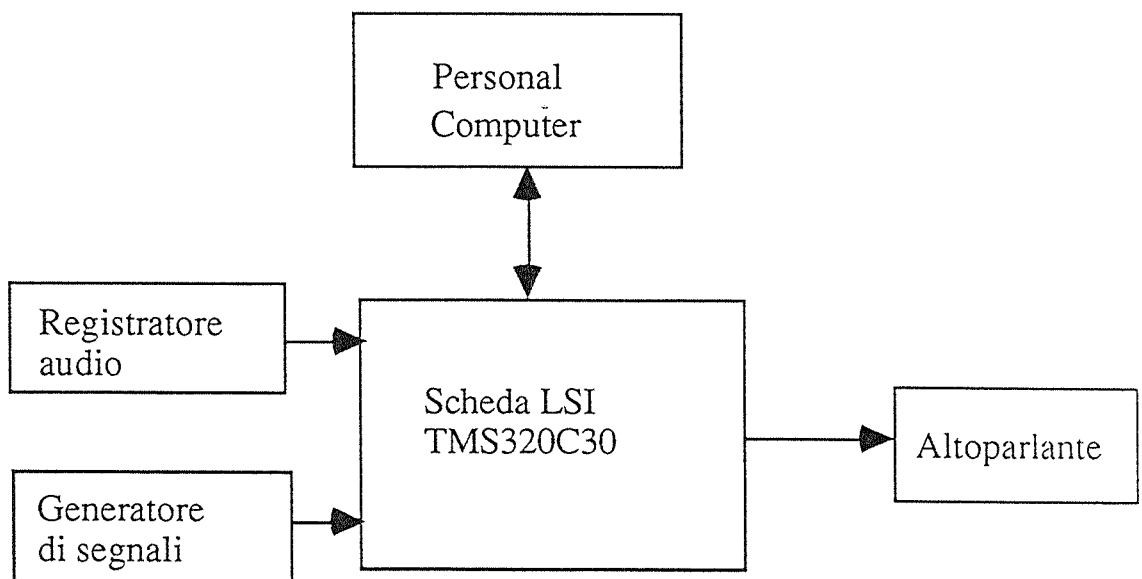


Fig. 4. - Schema a blocchi del sistema predisposto per la sperimentazione

E' stato inoltre realizzato un pacchetto software costituito da programmi di utilita' che possono essere utilizzati per testare il colloquio con la scheda LSI TMS320C30, lo scambio dati tra i due ambienti, il sincronismo necessario al corretto funzionamento dei due sistemi tramite generazioni di variabili "semaforo" residenti nella memoria a doppia porta della scheda LSI e quindi visibile ad entrambi i processori.

Tali programmi in parte risiedono sulla scheda LSI, in parte su PC. In particolare:

- su scheda LSI sono state create delle funzioni in linguaggio C che interagiscono con la memoria a doppia porta e, a seconda dello stato di opportuni semafori, ricevono dal PC il codice e lo eseguono elaborando i dati prelevati dai convertitori e restituendo i risultati nella memoria a doppia porta;
- su PC sono state create delle funzioni in linguaggio C, che utilizzano la libreria ad alto livello, messa a disposizione dalla LSI, in modo tale da gestire completamente dapprima il caricamento del codice TMS320C30 sulla scheda LSI, quindi l'esecuzione del codice sulla scheda stessa e, infine, lo scambio dati e sincronismi tramite la memoria a doppia porta visibile al programma.

E' stato inoltre predisposto un pacchetto di programmi per la verifica del corretto funzionamento e delle prestazioni del software realizzato per l'abbattimento attivo del rumore. In particolare, per consentire una verifica in tempo reale, i risultati dell'elaborazione vengono anche restituiti in forma analogica utilizzando il convertitore D/A presente sulla scheda

La parte di programma residente su scheda LSI inizializza il timer interno in maniera tale da generare un interrupt alla cadenza prefissata (nel nostro caso ad una frequenza di 10 KHz) quindi viene attivata periodicamente, direttamente da interrupt hardware, la interrupt service routine che preleva i campioni dai due canali, li somma e, a seconda di un flag presente nella memoria a doppia porta, esegue o meno la routine di filtraggio. Il campione risultante, in entrambi i casi, viene presentato in uscita al convertitore D/A. E' possibile, in questo modo, tramite un altoparlante, sentire immediatamente l'effetto del filtraggio.

Il programma residente su PC, in forma interattiva da tastiera, consente di inviare alla scheda LSI vari comandi per la verifica del corretto funzionamento e delle prestazioni. In particolare l'operatore ha la possibilita' di selezionare in uscita al D/A uno dei due seguenti punti di test:

- somma del segnale e del rumore primario (ingresso del filtro)
- risultato dell'elaborazione (uscita del filtro).

Consente infine l'esecuzione di analisi spettrali sui segnali sia in ingresso che in uscita alla scheda LSI, nonche' la stima del rapporto segnale-disturbo, definito da:

$$SNR=10\text{Log } E[s*s]/E[(z-s)*(z-s)]$$

Risultati sperimentali

Utilizzando l'ambiente di sperimentazione descritto nel paragrafo precedente sono stati eseguiti diversi esperimenti per verificare le prestazioni ottenibili in diverse situazioni ambientali. Per ciascuna prova si e' valutato il rapporto SNR sopra definito; in alcuni casi si e' eseguito anche l'analisi spettrale dei segnali in ingresso, della loro somma e del segnale in uscita del sistema di abbattimento. In ogni caso era disponibile il segnale in uscita del convertitore D/A presente sulla scheda LSI per un riscontro immediato, udibile ad orecchio, dell'efficacia dell'abbattimento.

Le varie prove sono state eseguite variando il rapporto tra la potenza del segnale e la potenza del rumore primario, nonche' combinando in vario modo il tipo di segnale e il tipo di rumore primario. In particolare e' stato predisposto il seguente piano di prova:

- segnale $s(t)$
 - a - costituito da rumore bianco convoluto con una finestra rettangolare di durata 1.1msec.e varianza σ^2 nota.
 - b - costituito da un brano musicale riprodotto dal registratore audio.
- rumore primario $n_1(t)$
 - a - sinusoidi con frequenza base di 900 Hz ed ampiezza $k\sigma$ con $k=1,3,5$; la frequenza viene

variata linearmente nell'intervallo 450-1350 con velocità di variazione di ± 100 Hz/sec.

- b - somma di tre sinusoidi con frequenza base rispettivamente di 100, 300 e 600 Hz e valore efficace σ . Le frequenze possono essere variate del $\pm 30\%$ rispetto alle frequenze di base.
- c - onda triangolare con frequenza base di 300 Hz ed ampiezza massima $k\sigma$ con $k=1,3$. La frequenza varia come in a).

In tabella I sono riportati i valori dei rapporti SNR valutati in ciascuna prova.

Tabella I - SNR in dB per le varie prove

Segnale	Rumore primario		
	a	b	c
a	27 (k=1) 13 (k=3) 5.6 (k=5)	7.3	9.7 (k=1) 3.5 (k=3)
b	11	--	3.8

A titolo di esempio in fig. 5, 6 e 7 sono riportati gli andamenti temporali e gli spettri di ampiezza rispettivamente del segnale in ingresso, del rumore primario, della somma del segnale e del rumore primario e del segnale ottenuto in uscita del filtro di abbattimento nel caso in cui il segnale è costituito da rumore generato come in a) ed il rumore primario è costituito da una sinusoide, da un'onda triangolare e dalla somma di tre sinusoidi.

La quasi perfetta ricostruzione del segnale è rilevabile sia dagli spettri mostrati che dal valore del SNR riportato in tabella I ed anche dal riscontro uditivo tramite altoparlante. Si noti in fig. 7 che l'abbattimento della componente di rumore primario a 100Hz provoca anche l'abbattimento della componente del segnale alla stessa frequenza.

In fig. 8 è riportato l'andamento temporale ed ~~lo~~ lo spettro di un campione di brano musicale utilizzato nell'esperimento di tipo b).

A titolo di esempio, in fig. 9 e 10 sono riportati gli andamenti temporali e gli spettri relativi al caso di rumore primario costituito da un'onda sinusoidale e triangolare.

Conclusioni

La sperimentazione eseguita ha evidenziato le buone prestazioni ottenibili mediante l'uso di filtri adattativi, basati sull'algoritmo LMS, nell'abbattimento attivo del rumore. La sperimentazione è stata condotta su modelli semplificati; in casi reali particolare cura dovrà essere dedicata ad una adeguata modellizzazione del sistema acustico. Per semplicità di sperimentazione si è scelto di utilizzare un DSP a virgola mobile. Sono state comunque eseguite delle simulazioni per verificare le prestazioni ottenibili con un DSP a 16 bit fixed-point. I risultati ottenuti hanno evidenziato che rappresentando i dati, durante la fase di prodotto ed accumulo, su 32 bit ed adottando la tecnica della gestione dell'overflow a blocchi, del tipo utilizzato negli algoritmi FFT, si possono ottenere prestazioni comparabili con quelle ottenibili con DSP a virgola mobile. Per quanto riguarda i tempi di calcolo, non sono state eseguite delle verifiche accurate: considerando comunque l'architettura di tipici DSP, quali ad esempio il TMS320C25, si può ritenere che il tempo di calcolo risulti circa il doppio di quello ottenibile con il DSP TMS320C30.

Bibliografia

- [1] B. Widrow, S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1985.
- [2] M. O. Tokhi, R. R. Leitch, "The robust design of active noise control systems based on relative stability measures", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 90, No. 1, pp.334-345, 1991.
- [3] E. Bjarnason, "Active noise cancellation using a Modified form of the Filtered-X LMS algorithm", in Signal Processing VI: theories and Applications, ed. J. Vandewalle, R. Boite, M. Moonen, A. Oosterlinck, Elsevier Science Publishers B.V., 1992.
- [4] D. R. Morgan, "An adaptive modal-based active control system", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 89, No. 1, pp.248-256, 1991.
- [5] D. R. Morgan, "A hierarchy of performance analysis techniques for adaptive active control of sound and vibration", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 89, No. 5, pp.2362-2369, 1991.

- [6] S. J. Elliott, C. C. Boucher, P. A. Nelson, " The behavior of a multiple channel Active Control System", IEEE Trans. on Signal Proc., Vol. 40, No. 5, 1992.
- [7] C. Deffayet, P. A. Nelson, "Active control of low-frequency harmonic sound radiated by a finite pannel", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 84, No. 6, pp.2192-2199, 1988.
- [8] M. L. Munjal, L. J. Eriksson, "An analytical, one-dimensional, standing-wave model of a linear active noise control system in a duct", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 84, No. 3, pp.1086-1093, 1988.
- [9] S. D. Snyder, C. H. Hansen, "Active noise control in ducts: some physical insights", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 86, No. 1, pp.184-194, 1989.
- [10] A. R. D. Curtis, P.A. Nelson, S. J. Elliott, "Active reduction of a one-dimensional enclosed sound field: an experimental investigation of three control strategies", J. Acoust. Soc. Am. Vol. 88, No. 5, pp.2265-2268, 1990.

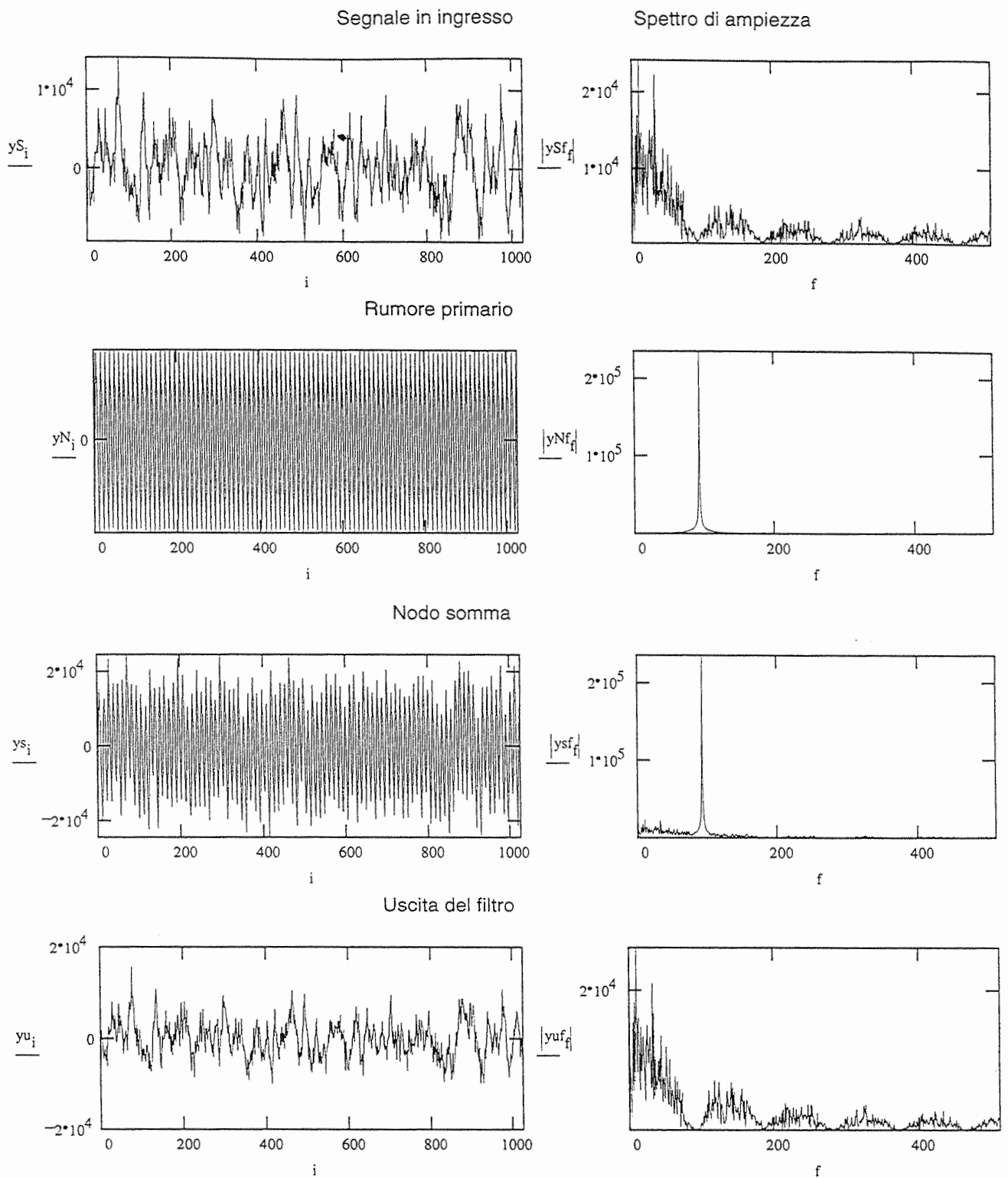


Fig. 5: Andamenti temporali e spettri di ampiezza nel caso di segnale di tipo a) e rumore primario costituito da una sinusoide a 900 Hz con valore efficace di 3σ .

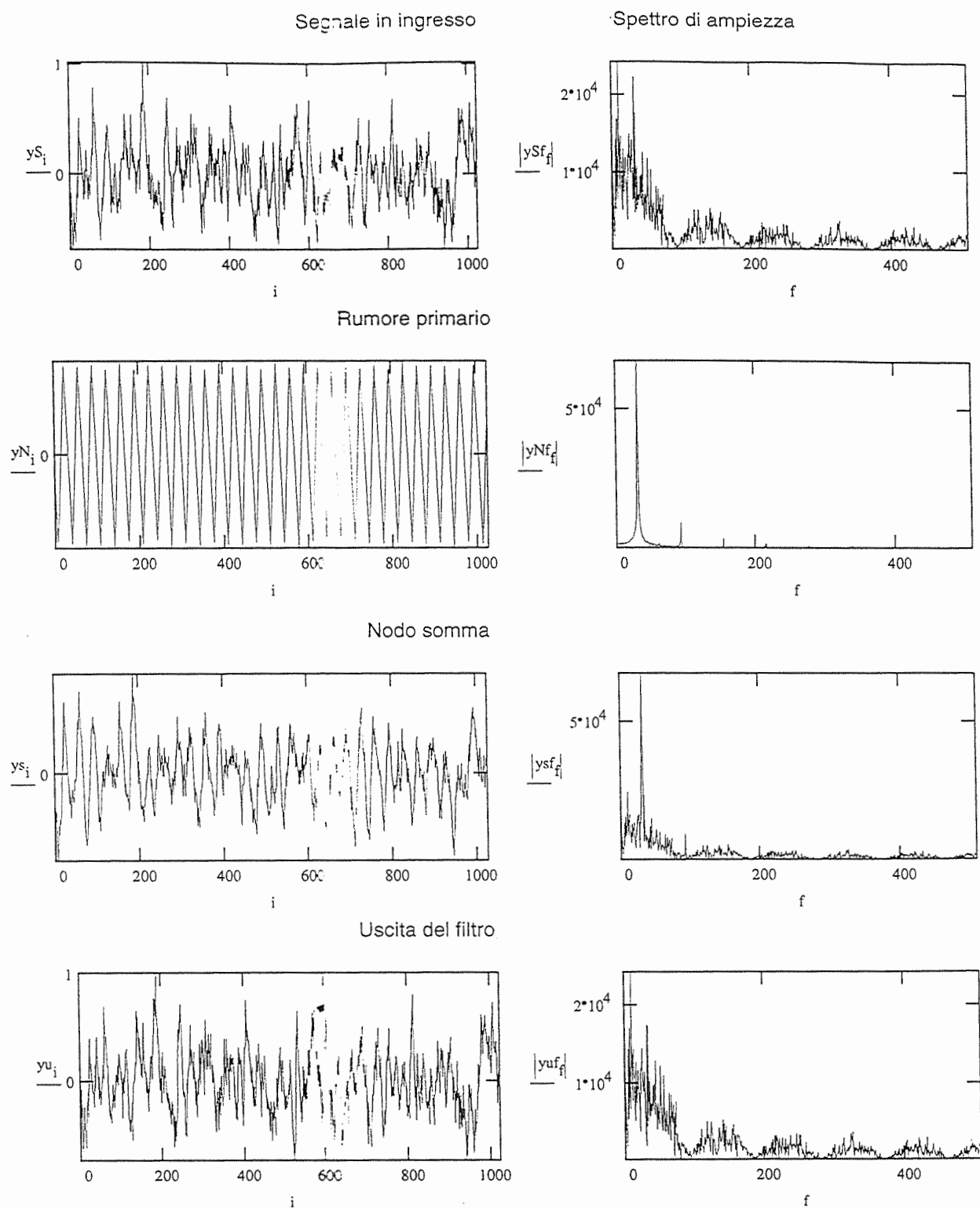


Fig. 6: Andamenti temporali e spettri di ampiezza nel caso di segnale di tipo a) e rumore primario costituito da un'onda triangolare a 300 Hz con valore efficace di 1σ .

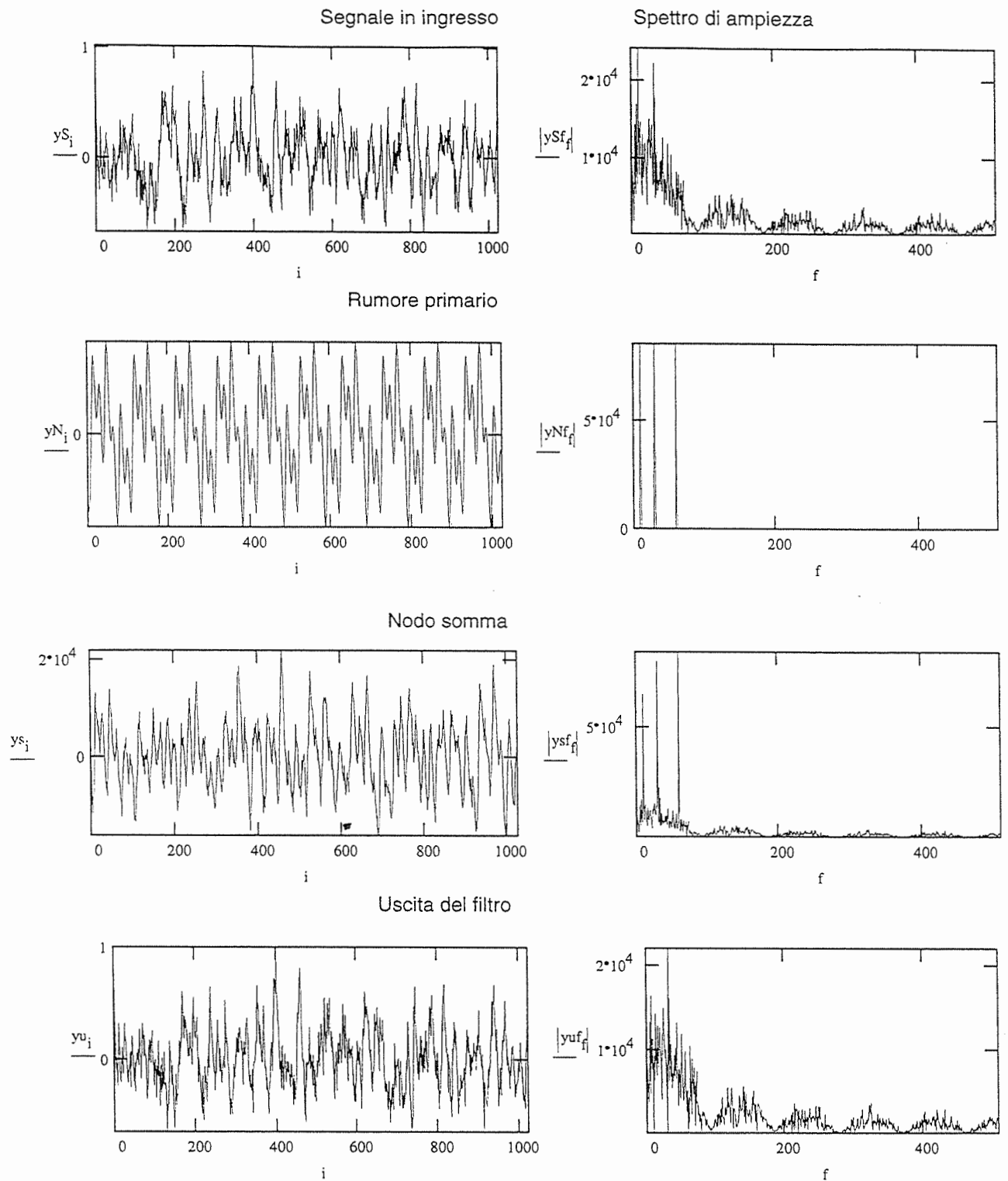


Fig. 7: Andamenti temporali e spettri di ampiezza nel caso di segnale di tipo a) e rumore primario costituito dalla somma di 3 sinusoidi.

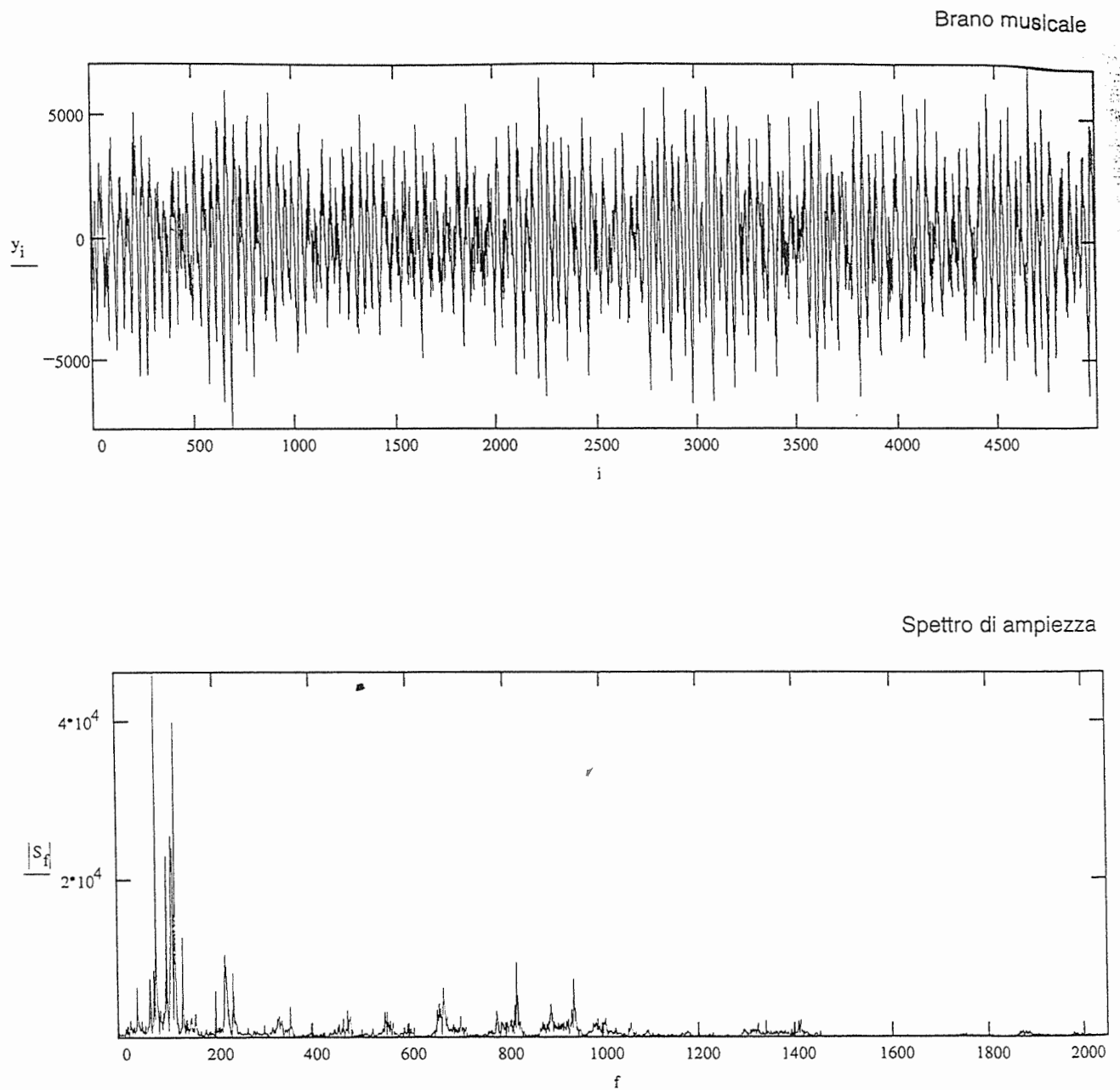


Fig. 8: campione di brano musicale, con durata 0.5 secondi e relativo spettro di ampiezza, utilizzato per le varie prove sperimentali.

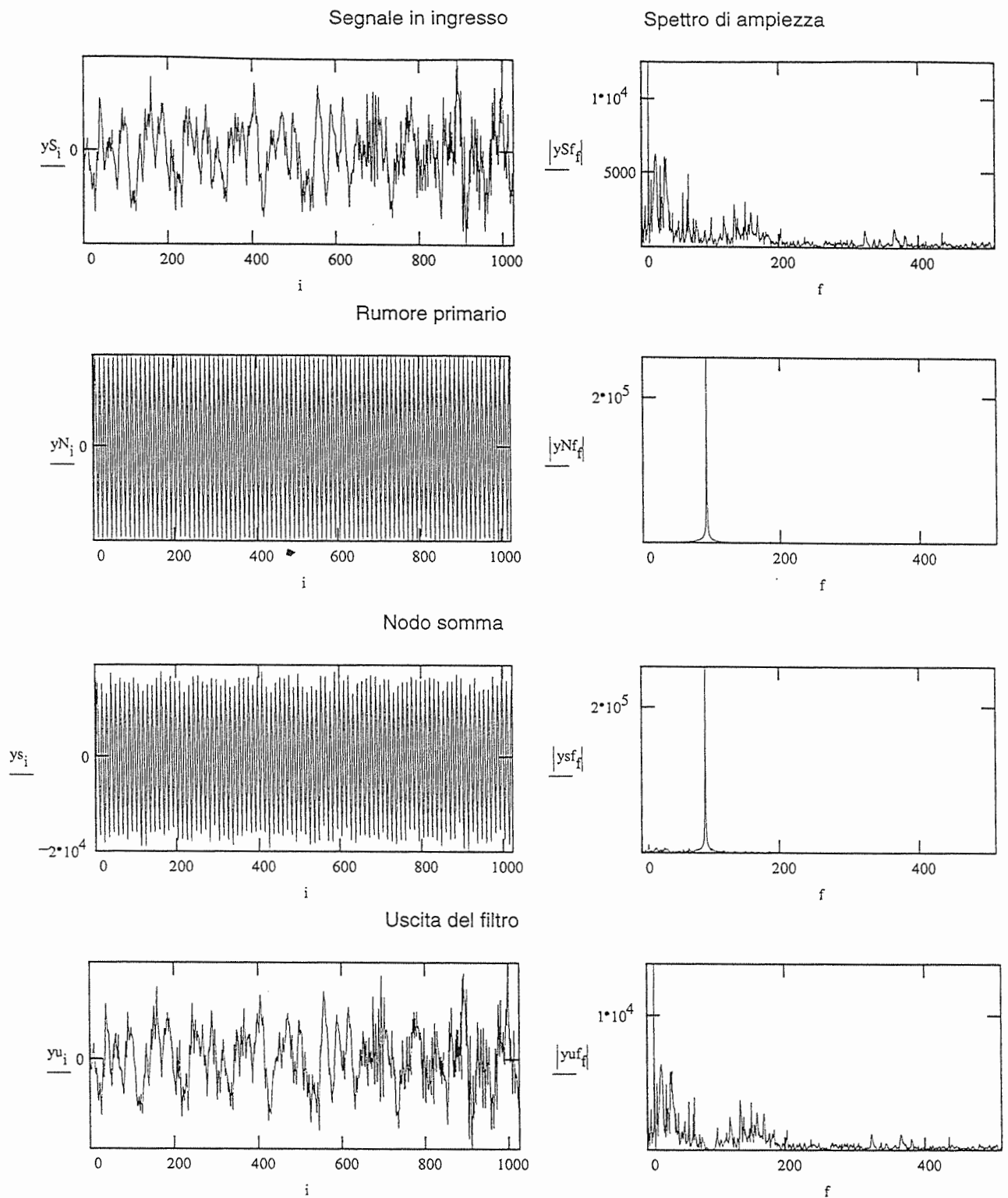


Fig. 9: Andamenti temporali e spettri di ampiezza nel caso di segnale di tipo b) e rumore primario costituito da una sinusoide a 900 Hz con valore efficace di 3σ .

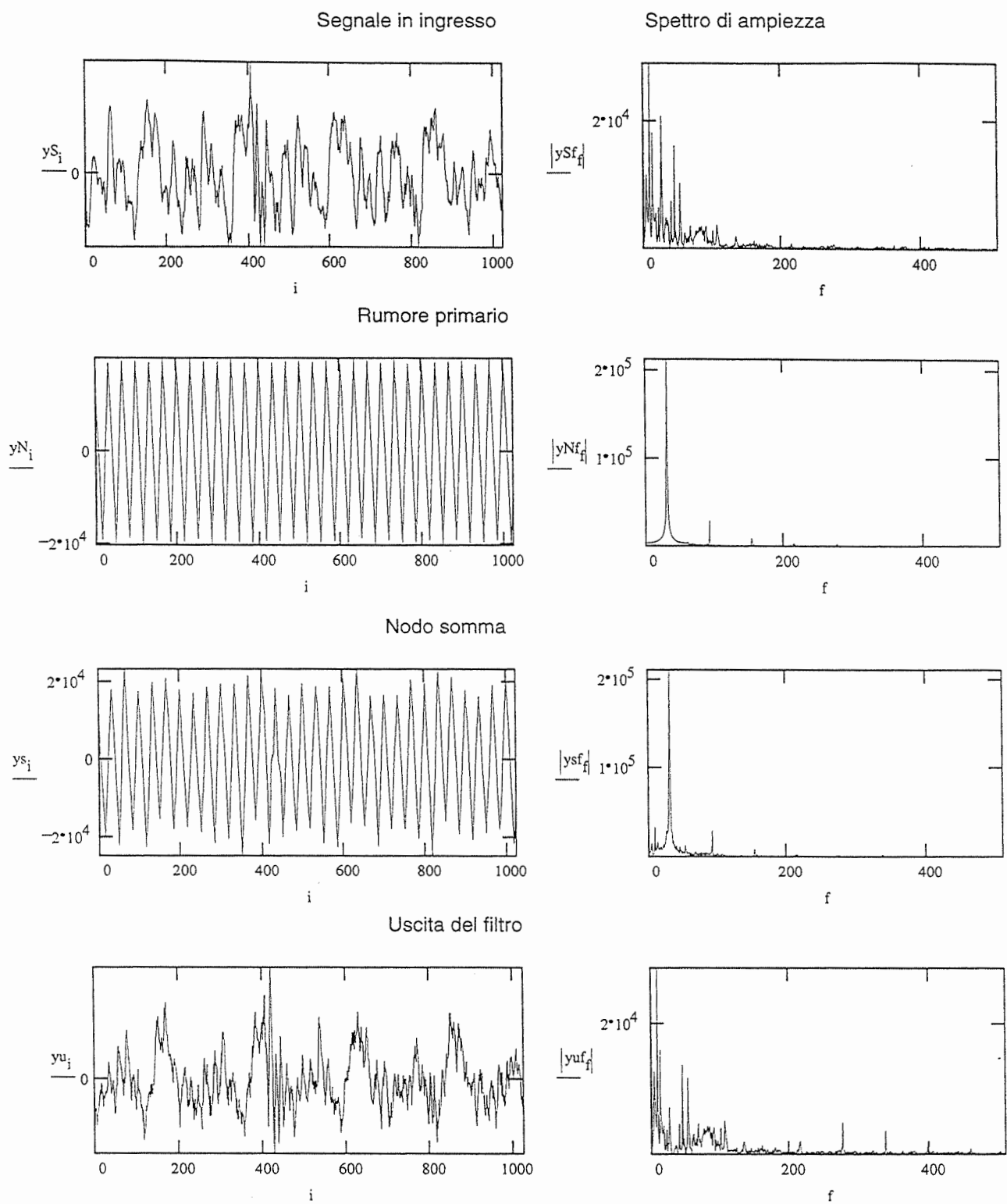


Fig. 10: Andamenti temporali e spettri di ampiezza nel caso di segnale di tipo b) e rumore primario costituito da un'onda triangolare a 300 Hz valore efficace di 3σ .