

GIUSEPPE GRASSINI, ANGELO GIFUNI

**Tecnica di sommazione fasoriale per la misura
della risposta in frequenza alle basse frequenze**

Estratto da: *Atti della Fondazione Giorgio Ronchi*
Anno LXX, n. 5 - Settembre-Ottobre 2015

A T T I

DELLA «FONDAZIONE GIORGIO RONCHI»

EDITORIAL BOARD

Prof. Roberto Buonanno

Osservatorio Astronomico di Roma
Monteporzio Catone, Roma, Italy

Prof. Ercole M. Gloria

Via Giunta Pisano 2, Pisa, Italy

Prof. Franco Gori

Dip. di Fisica, Università Roma III
Roma, Italy

Prof. Vishal Goyal

Department of Computer Science
Punjabi University, Patiala, Punjab, India

Prof. Enrique Hita Villaverde

Departamento de Optica
Universidad de Granada, Spain

Prof. Irving Kaufman

Department of Electrical Engineering
Arizona State University, Tucson
Arizona, U.S.A.

Prof. Franco Lotti

I.F.A.C. del CNR, Via Panciatichi 64
Firenze, Italy

Prof. Tommaso Maccacaro

Direttore Osservatorio Astronomico di Brera,
Via Brera 28, Milano

Prof. Manuel Melgosa

Departamento de Optica
Universidad de Granada, Spain

Prof. Alberto Meschieri

Scuola Normale Superiore, Pisa, Italy

Prof. Riccardo Pratesi

Dipartimento di Fisica
Università di Firenze, Sesto Fiorentino, Italy

Prof. Adolfo Pazzagli

Clinical Psychology
Prof. Emerito Università di Firenze

Prof. Edoardo Proverbio

Istituto di Astronomia e Fisica Superiore
Cagliari, Italy

Prof. Andrea Romoli

Galileo Avionica, Campi Bisenzio
Firenze, Italy

Prof. Ovidio Salvetti

I.S.T.I. del CNR
Area della Ricerca CNR di Pisa, Pisa, Italy.

Prof. Mahipal Singh

Deputy Director, CFSL, Sector 36 A
Chandigarh, India

Prof. Marija Strojnik

Centro de Investigaciones en Optica
Leon, Gto Mexico

Prof. Jean-Luc Tissot

ULIS, Veurey Voroize, France

Prof. Paolo Vanni

Professore Emerito di Chimica Medica
dell'Università di Firenze

Prof. Sergio Villani

Latvia State University, Riga, Lettonia

Pubblicazione bimestrale - Prof. LAURA RONCHI ABOZZO Direttore Responsabile
La responsabilità per il contenuto degli articoli è unicamente degli Autori

Iscriz. nel Reg. stampa del Trib. di Firenze N. 681 - Decreto del Giudice Delegato in data 2-1-1953

Tip. L'Arcobaleno - Via Bolognese, 54 - Firenze - Ottobre 2015

INDEX

Bio Indicators

- A. LABATE, G. LONGOBARDI, C. MACCI, G. MASCIANDARO, C. RASPI, *Sediment quality assessment in the Navicelli Canal by using light and atomic force microscopy (Cleansed project)* Pag. 481

Heterojunctions

- A.A.A. SHEHAB, N.A. AL-HAMADNI, D.M.A. LATIF, *Effect of annealing temperature on the optoelectronic properties of SnS /Si heterojunctions* » 503

History of Science

- E. PROVERBIO, *Il contesto in cui Ruggiero Giuseppe Boscovich maturò la decisione di trasferirsi in Francia nel 1773: fatti e personaggi* » 511

Nanospintronics

- K.N. CHOPRA, *Technical Analysis of the Performance Optimization of Nanospintronics Devices and Qualitative Review* » 537

Sensors

- R.M. BUSHRA, H.A. YUSR, M.S. SADA, *Unclad Fiber Optic Sensor by Evanescent Wave for Toxic Gas Detection* » 549

Technology

- G. GRASSINI, A. GIFUNI, *Tecnica di somministrazione fasoriale per la misura della risposta in frequenza alle basse frequenze* » 557

Thin films

- N.N. JANDOW, N. BAKR, N.F. HABUBI, *Effect of Cobalt Doping on the Structural and Optical Properties of Sprayed ZnO Thin Films* » 571
- A.F. ISSA, S.S. BATROS, E.A. KHUDHAIR, *Characterization of structural and morphological properties of ZnO:In thin films prepared by ultrasonic spray method* » 579
- K.H. ABASS, S. SABAH, A. ABBAS, *Effect of annealing temperature on Urbach Energy and dispersion parameters of CuO thin films* » 591

TECHNOLOGY

Tecnica di sommazione fasoriale per la misura della risposta in frequenza alle basse frequenze

GIUSEPPE GRASSINI (*), ANGELO GIFUNI (*)

RIASSUNTO. – In questo documento tecnico è mostrato un sistema per la misura della risposta in frequenza, in ampiezza e fase, di dispositivi elettronici operanti alle basse frequenze, da 10 Hz a 100 KHZ, basato sulla tecnica di sommazione fasoriale. In tale sistema di misura, la fase è ottenuta dalle ampiezze delle tensioni di ingresso e di uscita e dalla loro somma fasoriale, mentre il suo segno è ottenuto da un circuito elettronico realizzato mediante un delay-type flip-flop. Il sistema di misura è controllato via software in modo che i valori delle tensioni di ingresso e uscita del dispositivo sotto prova e la loro somma fasoriale sono misurati sequenzialmente tramite uno switch e un multimetro digitale. Alcune significative misure e simulazioni confermano la validità del sistema proposto.

SUMMARY. – In this technical paper, a measurement system for the frequency response measurement, in amplitude and phase, is shown. The system is based on the phasorial sum, and it operates in the frequency range from 10 Hz to 100 KHz. The phase is achieved by the amplitudes of the input and output voltages and by their phasorial sum; the phase sign is achieved by an electronic circuit, which is realized by a delay-type flip-flop. The system is controlled by a software, so that the input and output voltages of the device under test and their phasorial sum are sequentially measured by a switch and a digital voltmeter. Some meaningful measurements and simulations confirm the soundness of the proposed system.

1. Introduzione

Le misure di risposta in frequenza sono utilizzate per la caratterizzazione delle reti elettriche, filtri, amplificatori, etc.. Il range di frequenza sostanzialmente determina la tecnica più adatta per la misura (1-3). Lo scopo di questo documento tecnico è illustrare la realizzazione di un sistema di misura per la risposta in frequenza alle basse frequenze, da 10 Hz a 100 KHZ, in ampiezza e fase, dove il valore della fase è ottenuto semplicemente dalle ampiezze delle tensioni di ingresso, di uscita e dalla loro somma fasoriale (1); in particolare, il segno della

(*) Università di Napoli "Parthenope", Dip. di Ingegneria, Centro Direzionale, Is. C4, 80143 Napoli; e-mails: giuseppe.grassini@uniparthenope.it; Tel.: +081.5476770; angelo.gifuni@uniparthenope.it, Tel.: +081.5476701

fase è ottenuto mediante un circuito impiegante due squadratori e un delay-type flip-flop. Si precisa che la tecnica di misura qui illustrata può funzionare anche a frequenze superiori ai 100 KHz ma, ovviamente, il progetto e la relativa realizzazione del sistema si complicano all'aumentare della frequenza. Pertanto, in tale sistema, la misura della fase è ottenuta in maniera differente rispetto ai tipici rivelatori di fase sincroni. Strumenti specifici, disponibili attualmente sul mercato, che consentono di effettuare queste misure nella banda delle audiofrequenze sono molto complessi e costosi anche se consentono di effettuare diverse altre misure (distorsione armonica, analisi FFT, etc.); in taluni casi, essi impiegano tecniche anche completamente digitali. Tra le più importanti case costruttrici di tali strumenti ricordiamo la Rohde & Schwarz, Agilent Technologies, Keithley, Audio Precision, Boonton, NTi Audio, etc.. Un aspetto rilevante del sistema di misura qui illustrato è che esso può essere realizzato anche in proprio in un comune laboratorio di elettronica, in quanto è richiesto semplicemente l'impiego di qualche strumento tradizionale di base: un generatore sinusoidale, un voltmetro, un circuito elettronico ausiliario "home made", un pc e l'automazione dell'intero processo di misura. Quest'ultima può essere sviluppata mediante diversi tipi di software per il controllo della strumentazione; nel caso specifico è utilizzato il Software LabVIEW di National Instruments; si evidenzia che ciò conferisce anche una considerevole rilevanza tutoriale al documento.

2. Modello Matematico e Schema di Principio della Misura

In questo paragrafo è illustrato il modello matematico della misura e il relativo schema di principio. Considerando un generico quadripolo, indichiamo con \vec{V}_{in} , \vec{V}_{out} e $\vec{V}_s \cong \vec{V}_{in} + \vec{V}_{out}$ il fasore di ingresso, di uscita e il corrispondente fasore somma, rispettivamente; indichiamo con φ l'angolo di sfasamento tra i due fasori \vec{V}_{in} e \vec{V}_{out} (vedi Fig. 1), e indichiamo i moduli dei tre fasori con $V_{in} = |\vec{V}_{in}|$, $V_{out} = |\vec{V}_{out}|$ e $V_s = |\vec{V}_s| = |\vec{V}_{in} + \vec{V}_{out}|$. Si noti che, come di consueto, i fasori sono indicati allo stesso modo dei vettori; comunque, bisogna tener presente che tra fasori e vettori ci sono differenze fondamentali (4), (5).

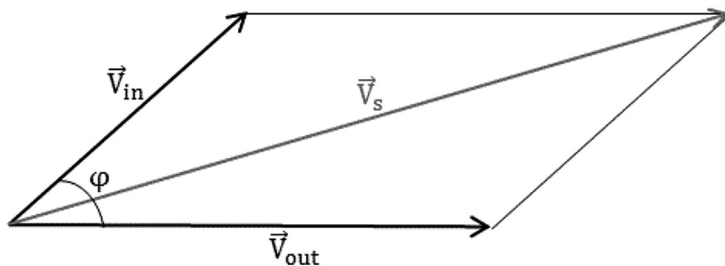


FIG. 1

Diagramma fasoriale delle tensioni di ingresso e di uscita.

Applicando il teorema di Carnòt possiamo scrivere:

$$[1] \quad \cos \phi = \frac{V_s^2 - V_{out}^2 - V_{in}^2}{2V_{in} V_{out}}$$

Dalla [1] si ottiene:

$$[2] \quad \phi = \arccos \frac{V_s^2 - V_{out}^2 - V_{in}^2}{2V_{in} V_{out}}$$

In altri termini, è possibile calcolare l'angolo di sfasamento ϕ tra i due vettori \vec{V}_{in} e \vec{V}_{out} , se sono noti i loro due moduli V_{in} e V_{out} e il modulo V_s del fasore somma $\vec{V}_s \cong \vec{V}_{in} + \vec{V}_{out}$. Si precisa che il valore della fase può essere ottenuto anche con la tecnica di sottrazione o con una tecnica combinata di addizione e sottrazione fasoriale, come mostrato in (1).

Pertanto, alimentando il quadripolo con un generatore sinusoidale a frequenza variabile, misurando i valori delle tensioni V_{in} , V_{out} e V_s in funzione della frequenza, è possibile determinare la risposta in frequenza, in modulo, applicando la relazione

$$[3] \quad G = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

e in fase (a meno del segno) secondo la [2].

Nella Fig. 2 è mostrato lo schema di principio del sistema di misura. Il dispositivo sotto prova (D.U.T.) è eccitato da un generatore di segnali; l'ingresso, l'uscita e la loro somma fasoriale, quest'ultima prodotta da un circuito sommatore, sono separatamente connessi all'ingresso di uno switch, e sono trasmesse sequenzialmente a un voltmetro che ne misura le relative ampiezze. I segnali di ingresso e di uscita sono connessi anche all'ingresso del circuito rivelatore del segno dello sfasamento tra i due segnali.

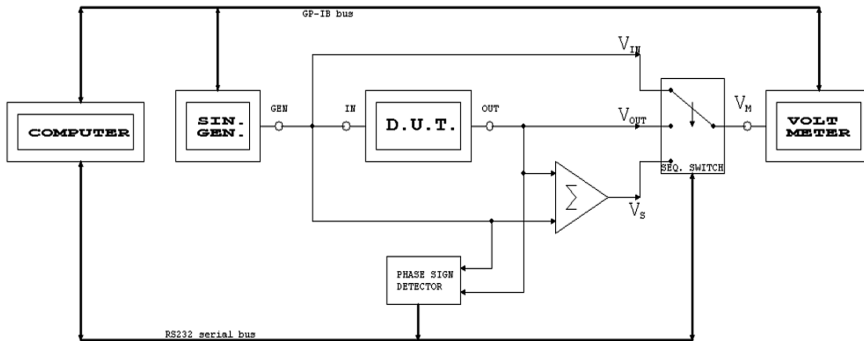


FIG. 2

Schema di principio del sistema di misura proposto.

Un controller controlla il generatore di segnale, il voltmetro e lo switch. Nello stesso schema di Fig. 2, si nota che il generatore e il voltmetro sono controllati tramite bus GPIB, mentre il rivelatore del segno della fase e lo switch sono controllati tramite bus RS232; ciò è semplicemente dovuto al tipo di bus disponibili sugli strumenti e alla soluzione adottata per realizzare e controllare il circuito rivelatore del segno della fase e dello switch. Nel nostro caso, come si vedrà nel § 4, a parte il bus GPIB per generatore e voltmetro, la soluzione adottata per il circuito rivelatore del segno della fase e per lo switch ha determinato la scelta del bus RS232 per tali componenti. Si ricorda che è possibile passare da un tipo di bus ad altri tramite opportuni adattatori, disponibili commercialmente e a costi bassi.

Pertanto, mediante il software di controllo viene impostata la frequenza, nel range prestabilito, e l'ampiezza del segnale sinusoidale di eccitazione; viene sequenzialmente selezionato l'ingresso allo switch e misurata l'ampiezza del relativo segnale al voltmetro. Ovviamente, le ampiezze dei segnali e il segno della fase vengono acquisite dal controller.

3. Rivelatore del Segno della Fase tra i Segnali di Ingresso e Uscita

La relazione [2] fornisce il valore della fase; il segno è fornito dal un circuito rivelatore del segno della fase impiegante due squadratori e un delay-type flip-flop; esso, insieme all'automazione, consente di realizzare la modellizzazione illustrata nel § 2. Nella Fig. 3 è riportato il relativo schema a blocchi.

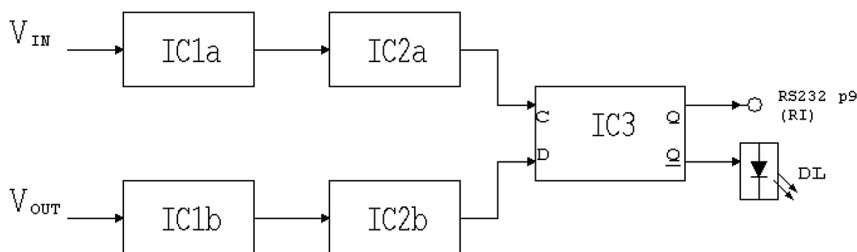


FIG. 3

Schema a blocchi del rivelatore del segno di fase.

Il segno dello sfasamento tra i due segnali V_{in} e V_{out} risulta disponibile sull'uscita Q del blocco IC3 sotto forma di stato logico ON/OFF, visibile tramite il LED, indicato con DL nella figura, e inviato alla porta RS232 (pin 9 "ring indicator" del bus). Nello schema della stessa Fig. 3, IC1 è un amplificatore e limitatore a doppia semionda, mentre IC2 è un rivelatore di zero a larga banda in grado di convertire segnali anche di pochi mV in un'onda quadra, in un range di frequenza che va da pochi Hz fino a circa 100 kHz. Quindi, all'ingresso del blocco IC3, che è un Delay-type Flip-Flop, i segnali di ingresso e di uscita del dispositivo sotto

prova arrivano amplificati e quadrati. Quando sul piedino di CLOCK (ingresso C del blocco IC3), al quale viene connesso il segnale di ingresso, giunge un fronte di salita di un'onda quadra, l'uscita Q si porta sullo stesso livello logico presente sull'ingresso DATA (ingresso D del blocco IC3), al quale viene connesso il segnale di uscita, e resta in tale stato fino al successivo comando di clock (ovvero fino al successivo fronte di salita), come si evince dalla Fig. 4, dalla quale risulta evidente il funzionamento dell'intero circuito.

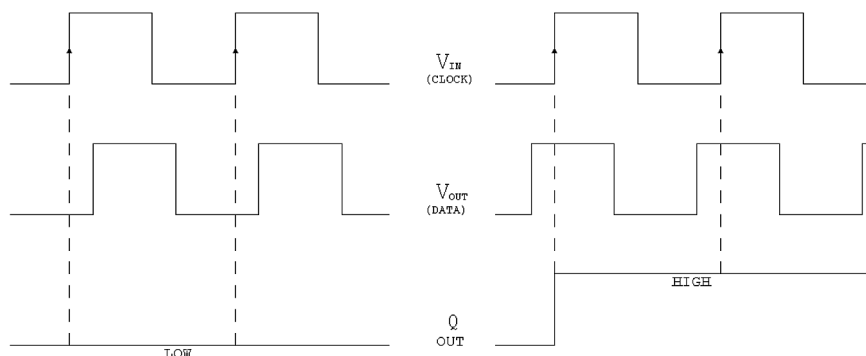


FIG. 4

A sinistra risulta V_{out} in ritardo rispetto a V_{in} (segno meno);
a destra risulta V_{out} in anticipo rispetto a V_{in} (segno più).

Si osserva che quando il segnale di uscita è in ritardo rispetto a quello di ingresso, sarà prodotto un segno negativo; viceversa, quando il segnale di uscita è in anticipo rispetto a quello di ingresso, sarà prodotto un segno positivo.

Durante la realizzazione di questo circuito occorre prestare attenzione ai ground-loop che spostano le tensioni di offset e alle schermature dal rumore esterno che provoca falsi impulsi agli ingressi del flip-flop.

4. Realizzazione Pratica

L'automazione è un aspetto importante del sistema di misura qui presentato, in quanto consente di acquisire sequenzialmente, tramite uno switch e un unico voltmetro, i valori delle ampiezze delle tensioni di ingresso, di uscita e della loro somma, di acquisire il segno della fase, sotto forma di stato logico, dal relativo circuito e di elaborare tali dati secondo le relazioni del § 2. L'automazione è stata realizzata mediante l'applicativo LabVIEW della National Instruments ma essa può essere realizzata anche tramite altri software. La Fig. 5 mostra uno schema completo del sistema, dove può essere notato che lo switch è realizzato mediante 4 reed relé, e il relativo controllo è realizzato mediante i segnali di controllo della porta seriale RS232. Precisamente sono impiegati il data terminal ready (pin 4 del bus) e il data set ready (pin 6 del bus); si nota, inoltre, che il segno della fase è

acquisito tramite il ring indicator (pin 9 del bus) della stessa porta.

Il sommatore subito a valle del blocco reed relè è necessario per misurare il modulo della somma fasoriale dei due segnali, di ingresso e di uscita. Chiaramente i relè B e D portano a zero la tensione di ingresso o quella di uscita, quando al sommatore si misura l'ampiezza della tensione di uscita e di ingresso, rispettivamente.

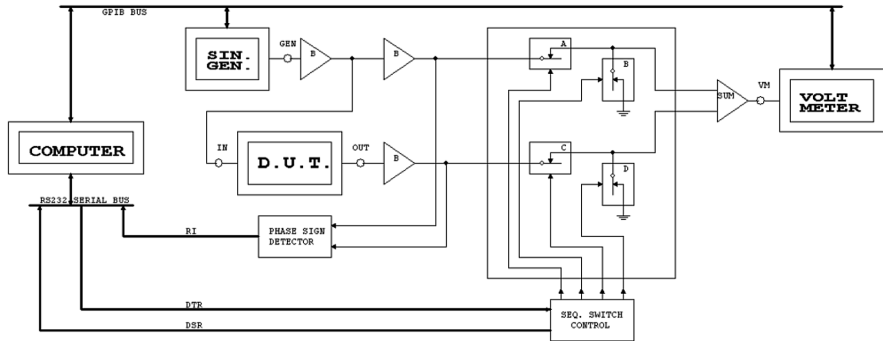


FIG. 5

Schema a blocchi del sistema di misura realizzato.

I blocchi B sono buffer, ovvero essi stabilizzano i segnali da misurare a prescindere dalle caratteristiche delle impedenze di ingresso e di uscita del dispositivo sotto prova, cosicché tali segnali sono misurati in condizioni di impedenze stabili e note.

I progetti circuitali dei vari blocchi del sistema possono essere diversi, a seconda del rapporto prestazioni costi che si vuole raggiungere, e la scelta della soluzione potrebbe dipendere anche dalle dotazioni già disponibili in un laboratorio; per esempio la nostra scelta di realizzare lo switch mediante reed relé, oltre alla validità tecnica della soluzione, è stata dettata dalla disponibilità in laboratorio di tali componenti. I reed relé sono anche elettricamente meno rumorosi degli switch a stato solido. Tuttavia, nel nostro caso sono stati utilizzati componenti già disponibili in laboratorio, anche nei casi in cui ciò portava a prestazioni non elevate (vedi paragrafo successivo).

Nelle Figg. 6 e 7 può essere notata la realizzazione dell'intero sistema già allocato in un contenitore metallico, dove sul pannello frontale, a parte alcuni led indicatori, si notano i connettori per il collegamento del generatore e del voltmetro, nonché quelli relativi ai segnali di ingresso e di uscita, che rendono disponibili sul pannello frontale dello strumento tali segnali.

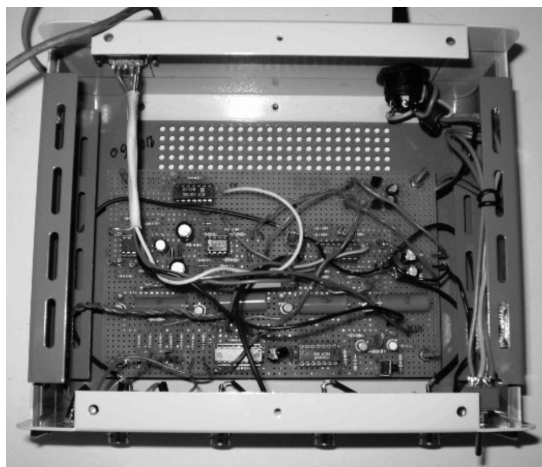


FIG. 6

Esempio di realizzazione del sistema di misura proposto: piastra circuitale.

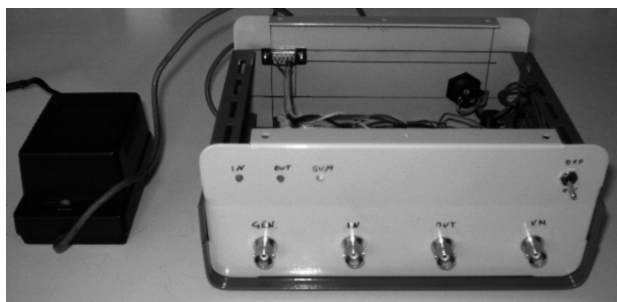


FIG. 7

Esempio di realizzazione del sistema di misura proposto: pannello frontale.

5. Misure

Sono state effettuate misure su diversi dispositivi, nel range di frequenza 10 Hz - 100 KHz; in questa sezione ne vengono mostrate alcune tra le più significative, ovvero la misura del collegamento diretto tra ingresso e uscita (thru), la misura senza alcun collegamento tra l'ingresso e l'uscita (a collegamento aperto), la misura di un filtro passa banda e quella di un dispositivo attivo costituito da un semplice amplificatore RC. Il collegamento diretto ha come risposta, ampiezza $1 = 0$ dB e fase 0 gradi; quindi questa misura consente anche di determinare la fascia di incertezza dell'errore sull'ampiezza, stante la linearità del sistema, e sulla fase per il valore più critico nella tecnica di sommazione (1). La misura a circuito aperto ci consente di determinare il livello di isolamento tra ingresso e uscita del

sistema. Nella Fig. 8 è mostrata la misura della risposta in frequenza del collegamento diretto. In particolare, nella Fig. 8a, è mostrata la misura dell'ampiezza, mentre nella Fig. 8b è mostrata la misura della fase.

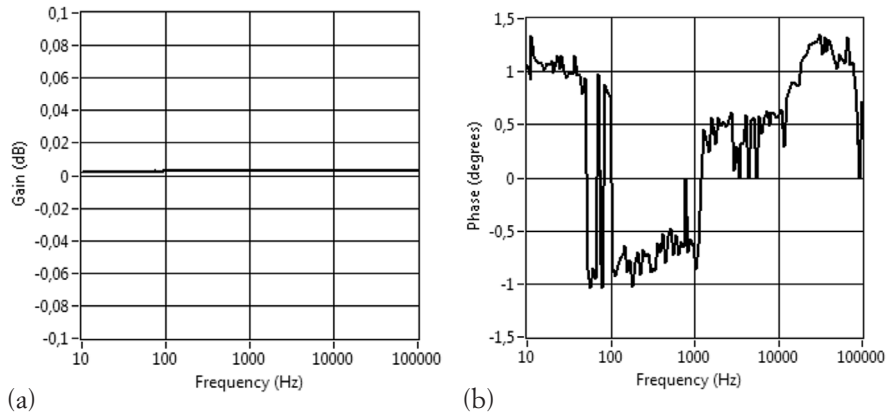


FIG. 8

- a) Ampiezza della risposta in frequenza del collegamento diretto
(risposta attesa = 0 dB.)
b) Fase della risposta in frequenza del collegamento diretto
(risposta attesa = 0 gradi.)

Tale misura fu ripetuta più volte e fu notato che la fascia di incertezza della misura dell'ampiezza è tra 0 e 0.0029 dB, mentre la fascia di incertezza della fase è ± 1.5 gradi.

Nella Fig. 9 è mostrata la misura della risposta in frequenza a collegamento aperto, con l'ingresso e l'uscita chiusi su carichi di 50Ω (crosstalk); la fase non è di interesse in tale misura. Possiamo notare che l'isolamento tra l'ingresso e l'uscita del sistema è funzione della frequenza; fino a circa 10 KHz l'isolamento è al di sotto dei -60 dB, raggiungendo anche -68 dB per frequenze intorno al kHz; si mantiene al di sotto dei -50 dB per tutta la banda delle audiofrequenze (20 KHz), mentre si degrada per frequenze superiori, raggiungendo i -40 dB a 100 KHz. L'andamento dell'isolamento dipende dalla qualità del progetto dei circuiti del sistema, quindi anche dalla qualità dei componenti selezionati, in particolare dalla qualità degli amplificatori operazionali presenti. Ovviamente, l'aumento delle prestazioni comporta l'aumento dei costi del progetto. Qui è stato proposto un progetto semplice e a basso costo, utilizzando componenti già disponibili in laboratorio; ciò ha ovviamente inciso sulle sue prestazioni, particolarmente alle frequenze più alte nel range di funzionamento.

Nella Fig. 10, è mostrato lo schema di un filtro passa banda e nelle Figg. 11, a e b, sono mostrati gli andamenti dell'ampiezza e della fase della relativa misura della risposta in frequenza. Nella Fig. 12, a e b, è mostrata la relativa risposta attesa, ottenuta mediante il simulatore PSPICE.

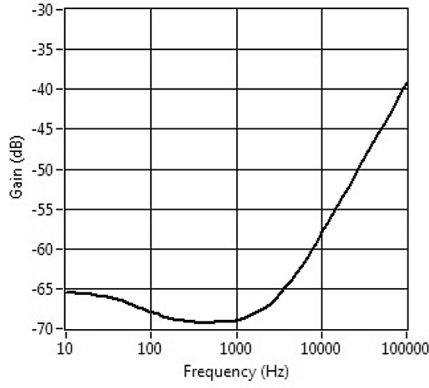


FIG. 9

Isolamento tra ingresso e uscita del sistema misurato chiudendo l'ingresso e l'uscita su impedenze di 50 Ω

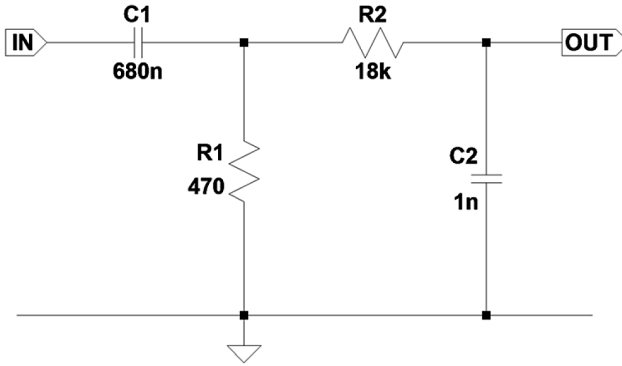


FIG. 10

Schema del filtro passa banda impiegato per le misure.

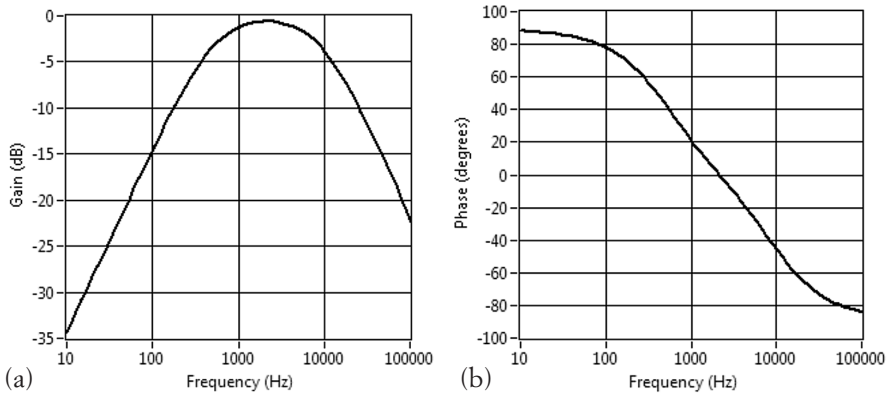


FIG. 11

- a) Misura dell'ampiezza del filtro passa banda di Fig.10.
- b) Misura della fase del filtro passa banda di Fig. 10.

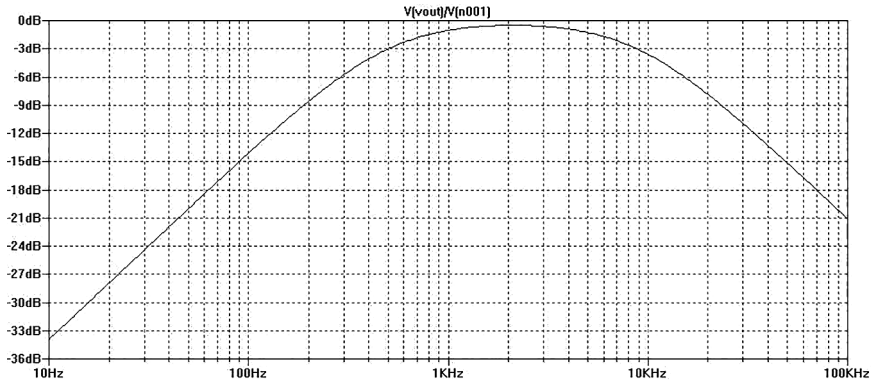


FIG. 12A

Risposta in ampiezza attesa, ottenuta con SPICE,
per il filtro passa banda riportato in Fig. 10.

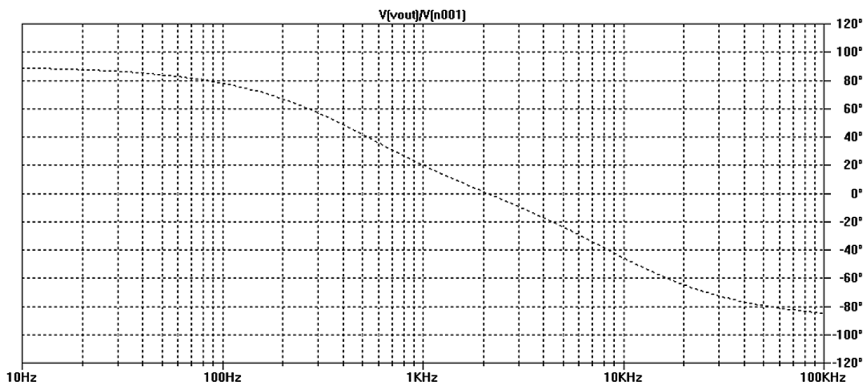


FIG. 12B

Risposta in fase attesa, ottenuta con SPICE,
per il filtro passa banda riportato in Fig. 10.

Si osserva che gli andamenti attesi dell'ampiezza e della fase collimano bene con quelli sperimentali.

Infine nella Fig. 13, è mostrato lo schema di un amplificatore audio RC e in Fig. 14, a e b, sono mostrati gli andamenti dell'ampiezza e della fase della relativa misura della risposta in frequenza. Si precisa che la misura di tale risposta è stata effettuata inserendo opportunamente un attenuatore di 20 dB all'ingresso dell'amplificatore per evitare la sua saturazione, per cui il gain dell'amplificatore è 20 dB più alto di quello letto nella Fig. 14.

Nella Fig. 15, a e b, è mostrata la risposta attesa dell'amplificatore, ottenuta con il simulatore PSPICE.

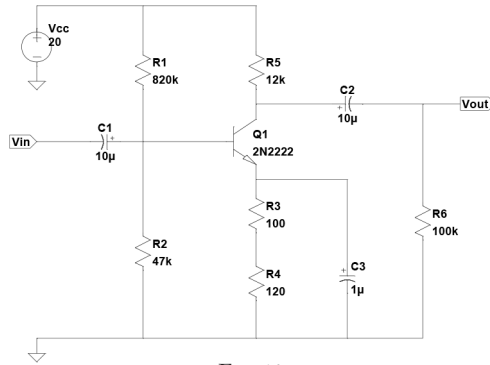


FIG. 13

Schema dell'amplificatore RC impiegato per le misure.

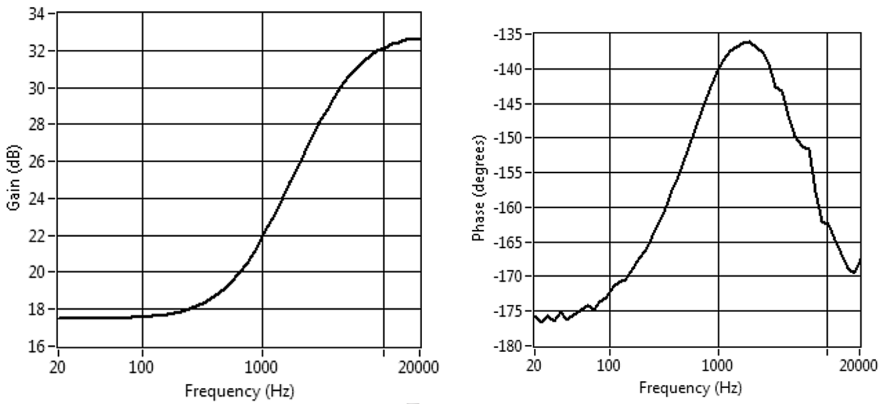


FIG. 14

- a) Misura dell'ampiezza (a cui devono essere aggiunti +20 dB dovuti dall'inserzione dell'attenuatore in ingresso) della risposta in frequenza dell'amplificatore RC.
- b) Misura della fase della risposta in frequenza dell'amplificatore RC

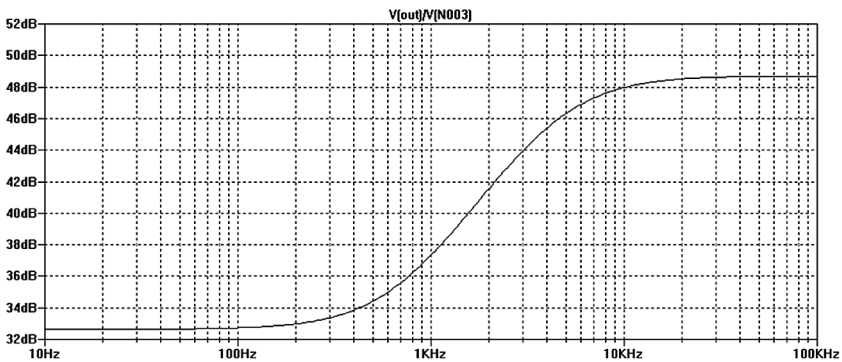


FIG. 15A

Ampiezza attesa della risposta in frequenza dell'amplificatore RC, ottenuta con SPICE.

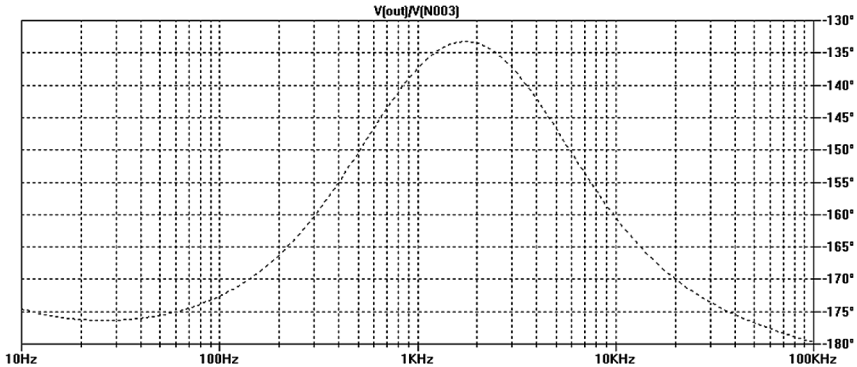


FIG. 15B

Fase attesa della risposta in frequenza dell'amplificatore RC, ottenuta con SPICE.

Si osserva che anche in questo caso, considerando anche i 20 dB di offset sul guadagno misurato, gli andamenti attesi dell'ampiezza e della fase collimano bene con quelli sperimentali.

6. Conclusioni

In questo lavoro è stata realizzata la tecnica di sommazione fasoriale per la misura della risposta in frequenza, in ampiezza e fase, di reti elettriche alle basse frequenze (10 ÷ 100 KHz). Nella tecnica di sommazione, il valore della fase è ottenuto semplicemente dalla misura delle ampiezze dei segnali di ingresso e di uscita e dalla loro somma fasoriale, mentre il suo segno è ottenuto mediante un circuito ad hoc, che restituisce in uscita uno stato logico dipendente dall'anticipo o dal ritardo del segnale di uscita rispetto a quello di ingresso del dispositivo sotto prova. Il sistema di misura qui illustrato può essere realizzato in un comune laboratorio elettronico, in quanto comporta semplicemente l'impiego di un generatore sinusoidale, un voltmetro, un circuito elettronico ausiliario "home made", un pc e l'automazione dell'intero processo di misura. Quest'ultima può essere sviluppata mediante diversi tipi di software per il controllo della strumentazione; nel caso specifico è stato utilizzato il Software LabVIEW di National Instruments.

I risultati sperimentali rilevati e il confronto con i risultati attesi, ottenuti con il simulatore SPICE, confermano la validità del sistema.

REFERENCES

- (1) S. RINKEL, *Handbook of Electronic Measurements*, (Polytechnic Institute of Brooklyn, 1960), Vol. II, Ch.7.
- (2) B.M. OLIVER, J.M. CAGE, *Electronic Measurements and Instrumentation* (McGraw-Hill, 1975), Chs. 2, 13, and 17th Intern. Ed., ISBN 0-07-085544-7.
- (3) M. HIEBEL, *Fundamentals of Vector Network Analysis*, (Rohde Schwarz GmbH & Co, Munchen, Germany, 2007), ISBN 978-3-9398837-06-0.
- (4) G. SOMEDA, *Elementi di Elettrotecnica Generale*, (Pàtron, Bologna, 1981).
- (5) G. FRANCESCHETTI, *Campi Elettromagnetici* (Bollati Boringhieri, Torino, 1988).

