

Progetto SP1a

“Nuove tecnologie per l’analisi non intrusiva dei manufatti”

Programma di ricerca

**Ingegnerizzazione di prototipi e strumentazione per la diagnostica su
manufatti monumentali in materiale lapideo**

**Realizzazione del prototipo di un modulo a microonde per
misure non invasive**

Guido Gagliardi

Istituto di Scienza e Tecnologie dell’Informazione “Alessandro Faedo”

Rapporto tecnico 2007

2007-.....

Sommario

La nota descrive la realizzazione del prototipo di un dispositivo inserito nell'ambito di un progetto dedicato all'ispezione di strati superficiali di materiali lapidei mediante tecniche a microonde e facente parte del Progetto SP1a "Nuove tecnologie per l'analisi non intrusiva dei manufatti".

Il lavoro oltre a descrivere le tecniche di progetto e realizzazione del dispositivo, riporta anche le specifiche generali dei componenti utilizzati.

Indice

Introduzione.....	3
Specifiche principali di progetto del dispositivo.....	4
Principio di misura.....	4
Metodo di misura.....	4
Circuito di misura.....	4
Modulo a microonde (MM).....	5
Sensore.....	6
VCO.....	7
Circolatore.....	8
Diodo rivelatore.....	8
Precisione di misura.....	8
Specifiche di progetto.....	9
MM.....	9
Foto alimentatore stabilizzato.....	11
Foto dispositivo.....	12-13
Foto circuito di conversione A/D.....	14
Foto vista di insieme dell'apparato.....	15-16
Caratteristica dei componenti.....	17-20
Bibliografia.....	21

Introduzione

L'attività dell'Unità Operativa dell'ISTI nell'ambito del Progetto Strategico PS1 consiste nella realizzazione di vari dispositivi, specializzati per l'esame non distruttivo di materiali lapidei; per questo scopo si useranno differenti tecniche, basate su principi diversi e già impiegate in varie applicazioni [1].

Uno degli obiettivi previsti è stato quello della realizzazione di un dispositivo basato sulle tecniche a microonde, che effettuasse la misura del segnale riflesso da un sensore a contatto con il materiale da esaminare (MUT) e che soddisfacesse requisiti di:

- possibilità d'impiego in siti esterni
- essere completamente non invasivo nei riguardi dell'oggetto sotto test, in modo che l'operazione di monitoraggio lasci l'oggetto stesso completamente inalterato
- semplicità
- praticità d'uso
- economicità

In base agli obiettivi del progetto è stato studiato e realizzato, grazie anche all'attività precedente [2] e ad esperienze condotte in laboratorio il dispositivo in seguito descritto.

Specifiche principali di progetto del dispositivo

Principio di misura

Il prototipo ha previsto l'impiego di un sensore posto a contatto col materiale da esaminare; il principio di misura che definisce la risposta del sensore si basa sul fatto che la frequenza di risonanza di un dispositivo risonante (in particolare, di un'antenna a patch) varia in funzione della costante dielettrica del mezzo con cui l'antenna è a contatto.

Metodo di misura

Il rilevamento della costante dielettrica del materiale è fatto pilotando l'antenna con un segnale sinusoidale di ampiezza costante e frequenza variabile in modo controllato e rilevando il segnale $V_A(\omega)$ riflesso dall'antenna: la frequenza di risonanza, da cui si può ricavare il valore della costante dielettrica del materiale, è ottenuta determinando il valore di ω per cui si ha il valore minimo di $V_A(\omega)$.

Circuito di misura

La figura 2 mostra lo schema semplificato del circuito di base impiegabile per il rilevamento della frequenza di risonanza dell'antenna.

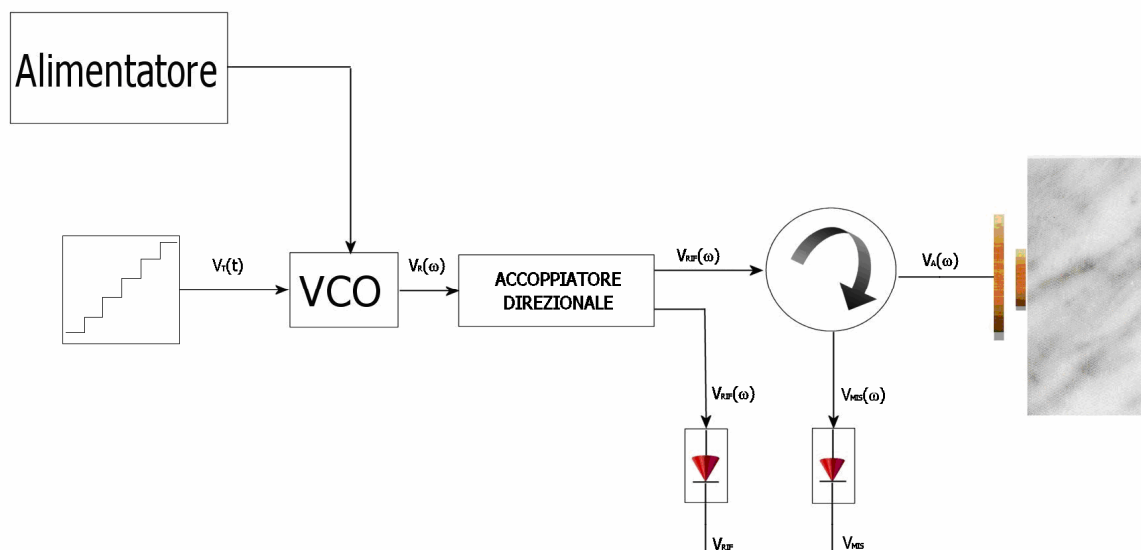


Figura 1. Schema semplificato del circuito usato per la determinazione della frequenza di risonanza del sensore.

Il circuito è sostanzialmente costituito da:

- un oscillatore a frequenza controllata, pilotato dalla tensione V_T , che fornisce una tensione sinusoidale $V_{RF}(\omega)$, con frequenza data da:

$$\omega = \omega_0 + kV_T$$

dove ω_0 è la frequenza del segnale d'uscita @ $V_T = 0V$ e $k \left[\frac{Hz}{Volt} \right]$ è la sensibilità dell'oscillatore

- un accoppiatore direzionale
- un circolatore, che invia all'antenna un segnale proporzionale al segnale $V_{RF}(\omega)$ generato dall'oscillatore, e fornisce su un'altra porta il segnale $V_{MIS}(\omega)$, proporzionale al segnale riflesso dall'antenna (vedi figura 3)
- due diodi rivelatori, che producono un segnale V_{MIS} con valore medio eguale all'ampiezza di $V_{MIS}(\omega)$ ed una componente di ripple alla frequenza ω .

Per determinare la frequenza di risonanza si varia la tensione di pilotaggio V_T , in modo continuo o per intervalli discreti, e si determina il minimo di V_{MIS} .

Modulo a microonde (MM)

Questo modulo provvede a generare il segnale di pilotaggio dell'antenna in base ai comandi ricevuti dal modulo di controllo (MC) e ad inviare ad esso il corrispondente segnale di misura V_{MIS}

I componenti principali di questo modulo sono: un oscillatore controllato in tensione (VCO), un accoppiatore direzionale, un circolatore e una coppia di diodi rivelatori; il modulo pilota un sensore. (Vedi foto 1)

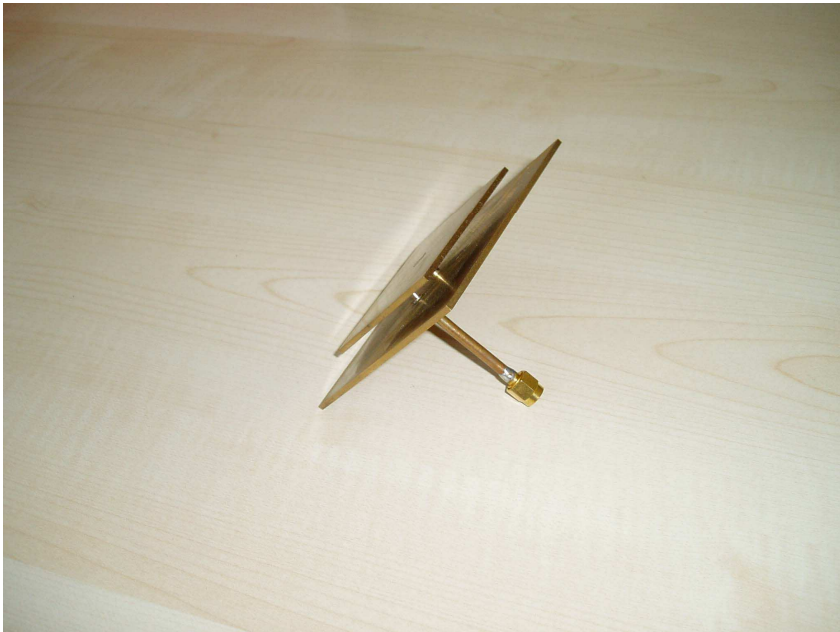


Foto 1. Sensore (antenna a patch)

Sensore

Saranno utilizzate come sensore due antenne a patch, P1 con substrato avente $\epsilon_s = 2.35$ e frequenza di risonanza a vuoto $f_0 = 2.5GHz$ e P2 con substrato avente $\epsilon_s = 1$ e $f_0 \cong 2.4GHz$ (vedi figure 2 e 3).

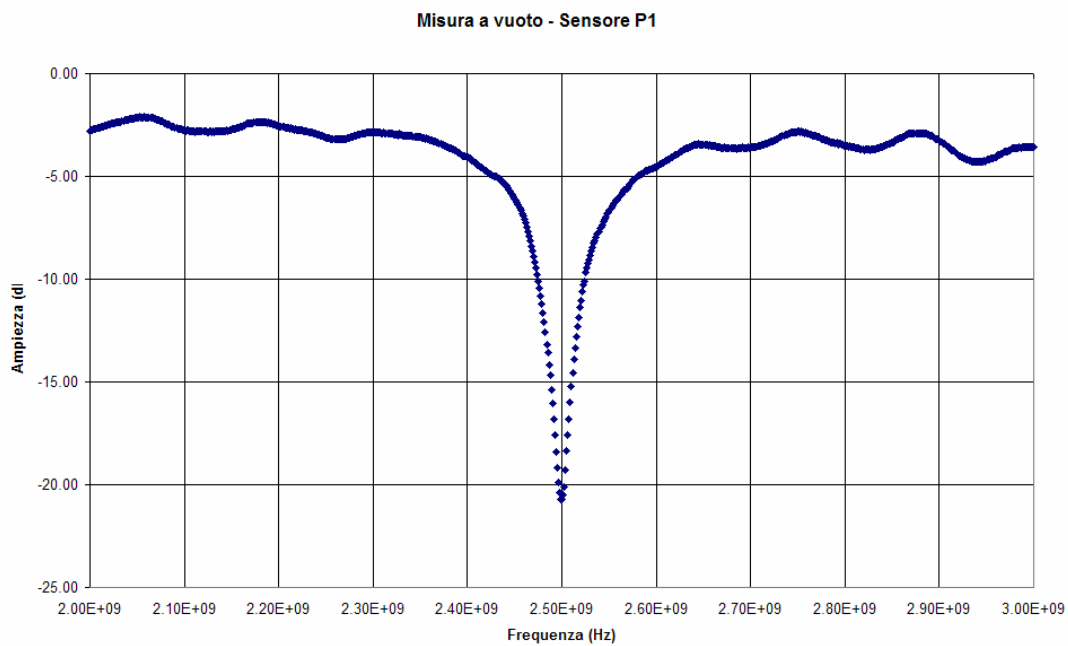


Figura 2. Grafico del coefficiente di riflessione $\Gamma(\omega)$ dell'antenna P1, ricavato mediante VNA.

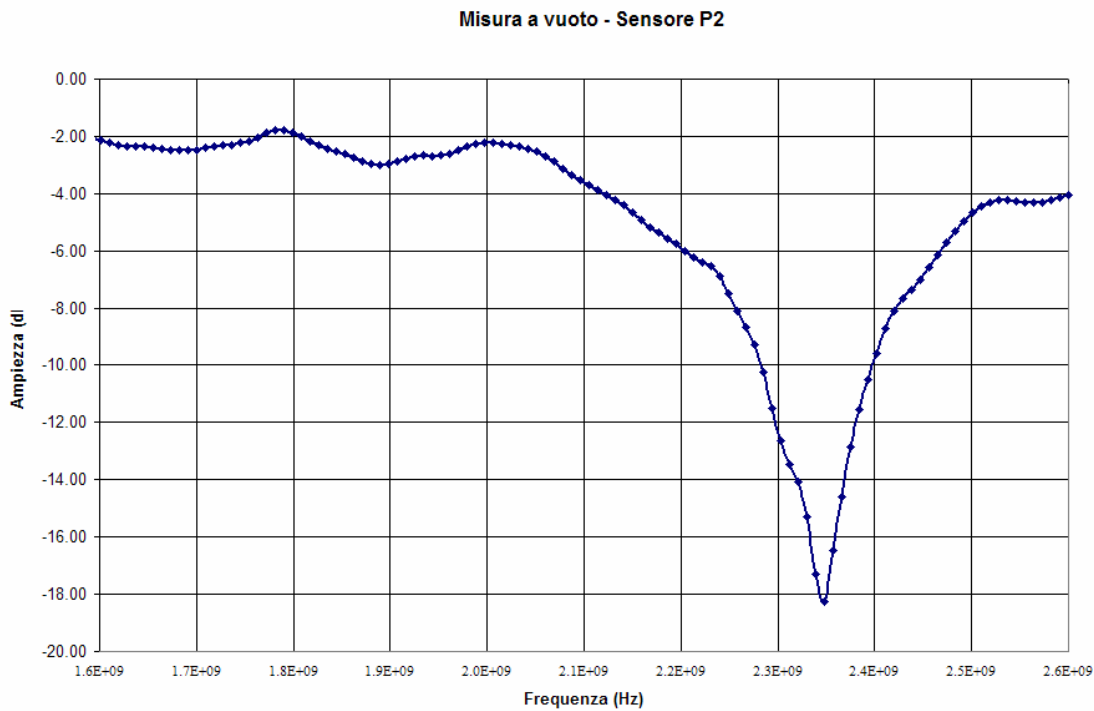


Figura 3. Grafico del coefficiente di riflessione $\Gamma(\omega)$ dell'antenna P2, ricavato mediante VNA.

In entrambi i casi la frequenza di risonanza dell'antenna diminuisce al crescere della costante dielettrica del materiale a contatto.

VCO

Come già accennato, la frequenza del segnale d'uscita del VCO è data da:

$$f = kV_T$$

$$\text{con } f_{\min} = kV_{T\min} \leq f \leq f_{\max} = kV_{T\max}$$

La frequenza di risonanza f_M del sensore a contatto con il materiale in esame è misurabile all'interno dell'intervallo suddetto:

$$f_{\min} \leq f_M \leq f_{\max}$$

Se $f_0 = f_{\max}$, il massimo valore della costante dielettrica ricavabile dalla misura della frequenza di risonanza del sensore è dato da:

$$\epsilon_{\max} = \frac{1}{F} \left[\left(\frac{C}{f_{\min}} \right)^2 - E \right] \quad (1)$$

L'intervallo di permittività misurabile dipende quindi dalla gamma di frequenze prodotte del VCO e dalle caratteristiche dell'antenna. Se $f_0 < f_{\max}$, l'intervallo di permittività misurabile è minore di quello indicato dall'equazione 1.

Circolatore

Questo dispositivo dev'essere in grado di trasmettere la gamma di frequenze dei segnali generati dal VCO.

Diode rivelatore

Anche questo componente deve funzionare correttamente nella banda di frequenze utilizzate.

Precisione di misura

Si prevede di quantizzare il segnale analogico prodotto dal diodo rivelatore su circa 1000 livelli; questa operazione deve essere eseguita sul segnale di riferimento e sul segnale riflesso dall'antenna.

Si devono quindi usare due convertitori A/D a 10 bit, oppure un singolo convertitore a ingressi multipli.

Le tensioni analogiche alle uscite dei diodi sono ≤ 0.8 Volt: è necessario quindi regolare opportunamente l'offset e il guadagno del convertitore, eventualmente impiegando un operazionale.

Alimentazione

Un alimentatore stabilizzato, anch'esso realizzato nei nostri laboratori, (vedi foto 2), fornisce a tutto l'apparato la tensione necessaria per il funzionamento.

Esso è costituito da due moduli incapsulati, uno della ditta CALEX, model 2.12.240 dual power supply e l'altro della ditta POWER-TECHNICS, model PTL5 5S1000 power supply .

Il primo, alimentato con una tensione alternata a **220v**, fornisce una tensione di uscita continua stabilizzata di **+ e - 12 V - 240 mA**, che serve ad alimentare sia il VCO del dispositivo a microonde che il circuito di amplificazione del segnale di riferimento e misura e il convertitore D/A.

Il secondo, alimentato sempre con una tensione alternata a **220v**, fornisce una tensione di uscita continua stabilizzata di **+ 5V - 1A**, che serve ad alimentare il **GPC 554** (General purpose Controller 80C552).

Specifiche di progetto

MM

In questa fase sono stati utilizzati i seguenti componenti:

- ❑ VCO EMF Systems – mod. 194013
- ❑ Accoppiatore Direzionale AMARIN Co. Inc – mod. D2-24
- ❑ Circolatore PAMTECH – mod. STH 205
- ❑ Diodi Rivelatori KRYTAR – mod. D101

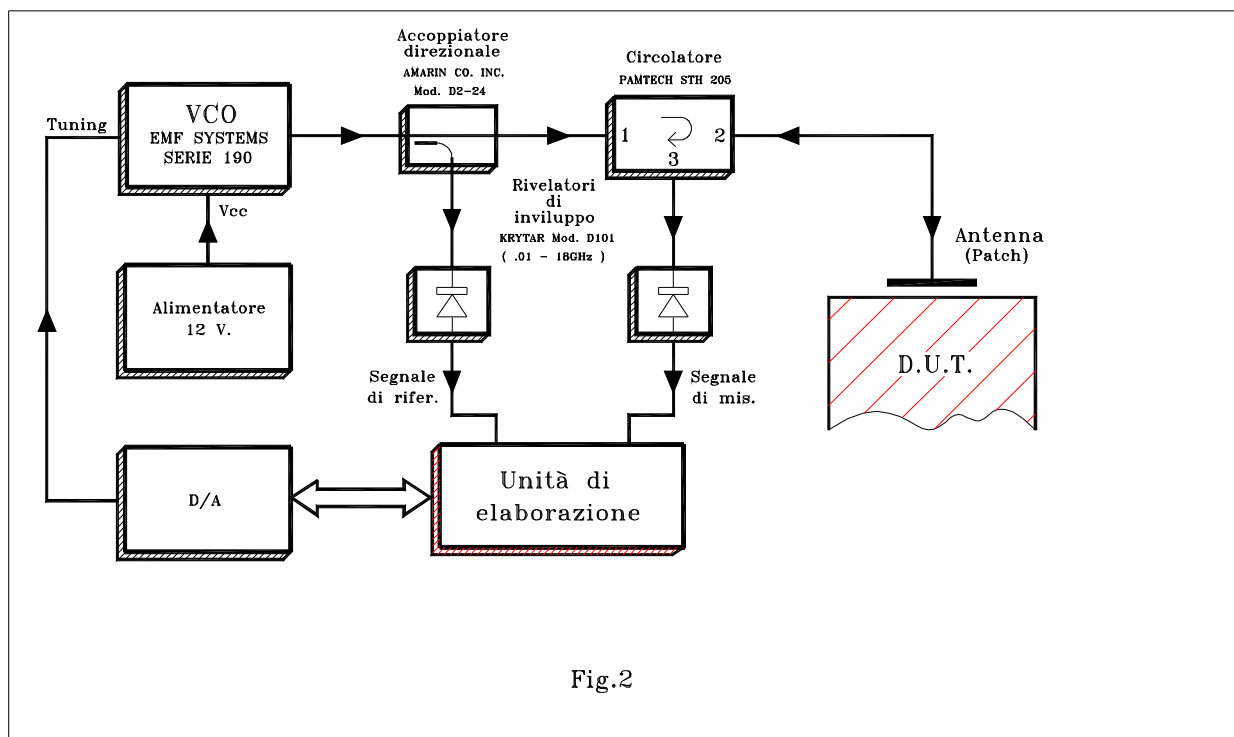


Figura 2. Schema a blocchi del circuito usato per la determinazione della frequenza di risonanza del sensore.

La figura 2 riporta lo schema a blocchi del dispositivo realizzato.
 La figura 3 riporta, invece, lo schema elettrico del circuito di conversione D/A

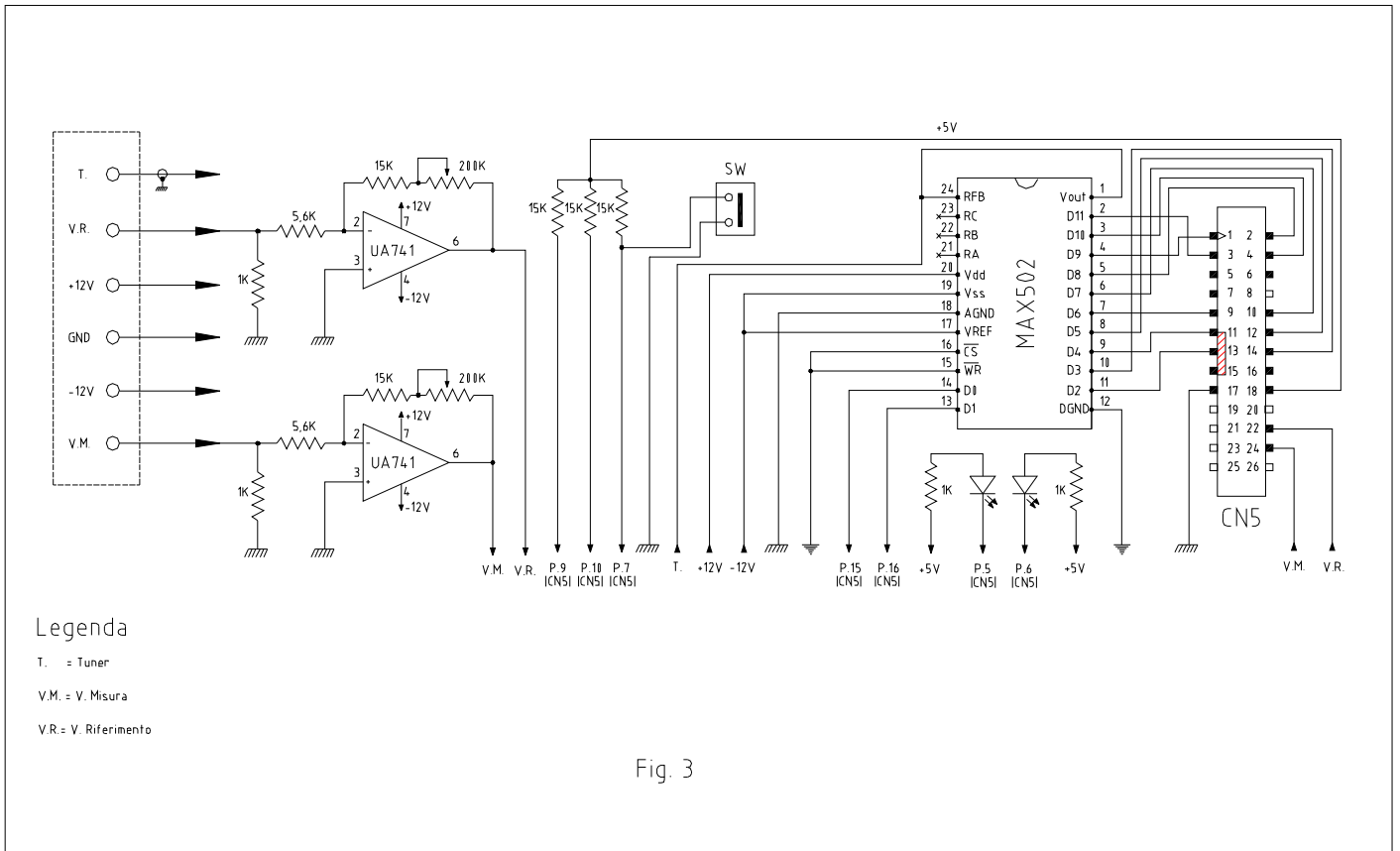


Fig. 3

Fig 3. Schema elettrico del circuito di amplificazione del segnale di riferimento - misura e del circuito di conversione D/A per il dispositivo di misura



Foto 2. Alimentatore stabilizzato



Foto 3. Dispositivo

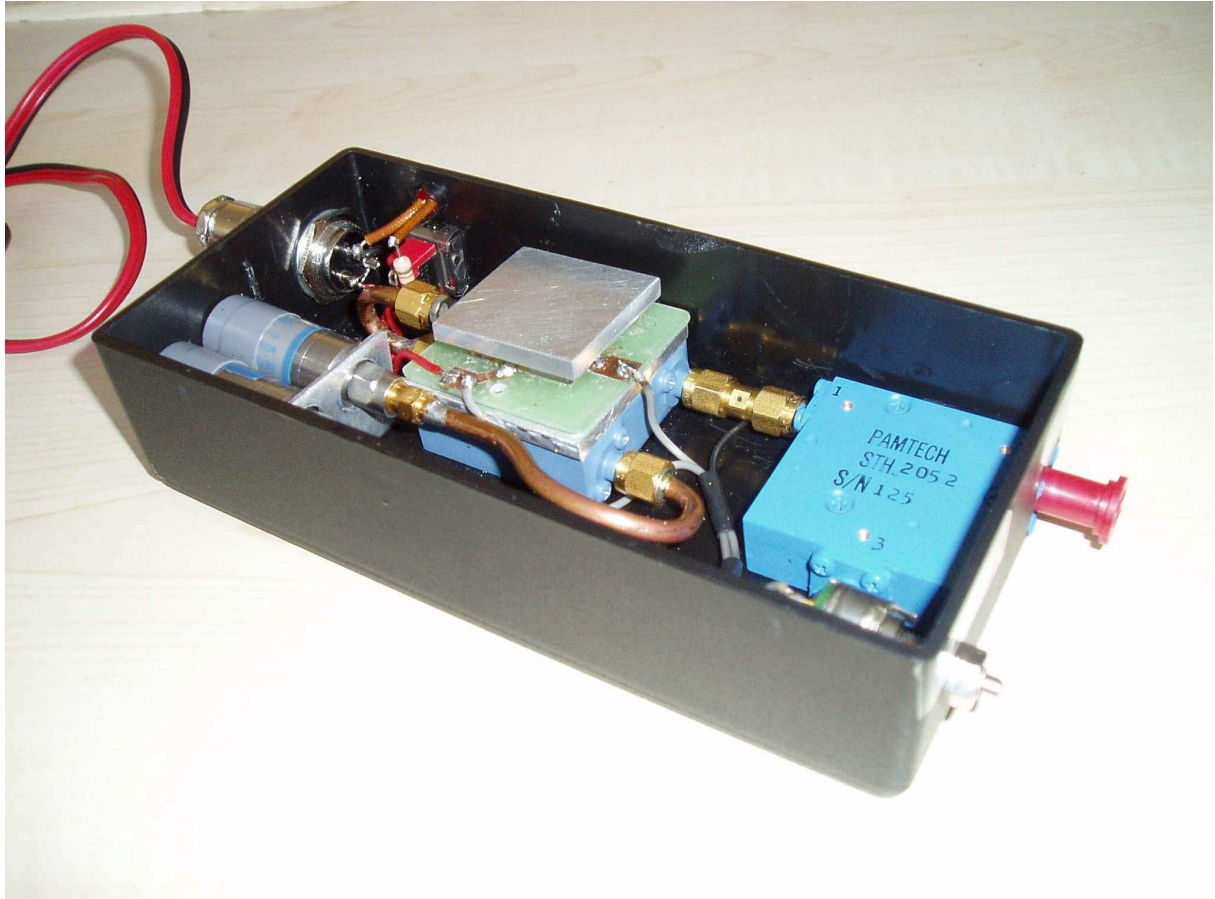
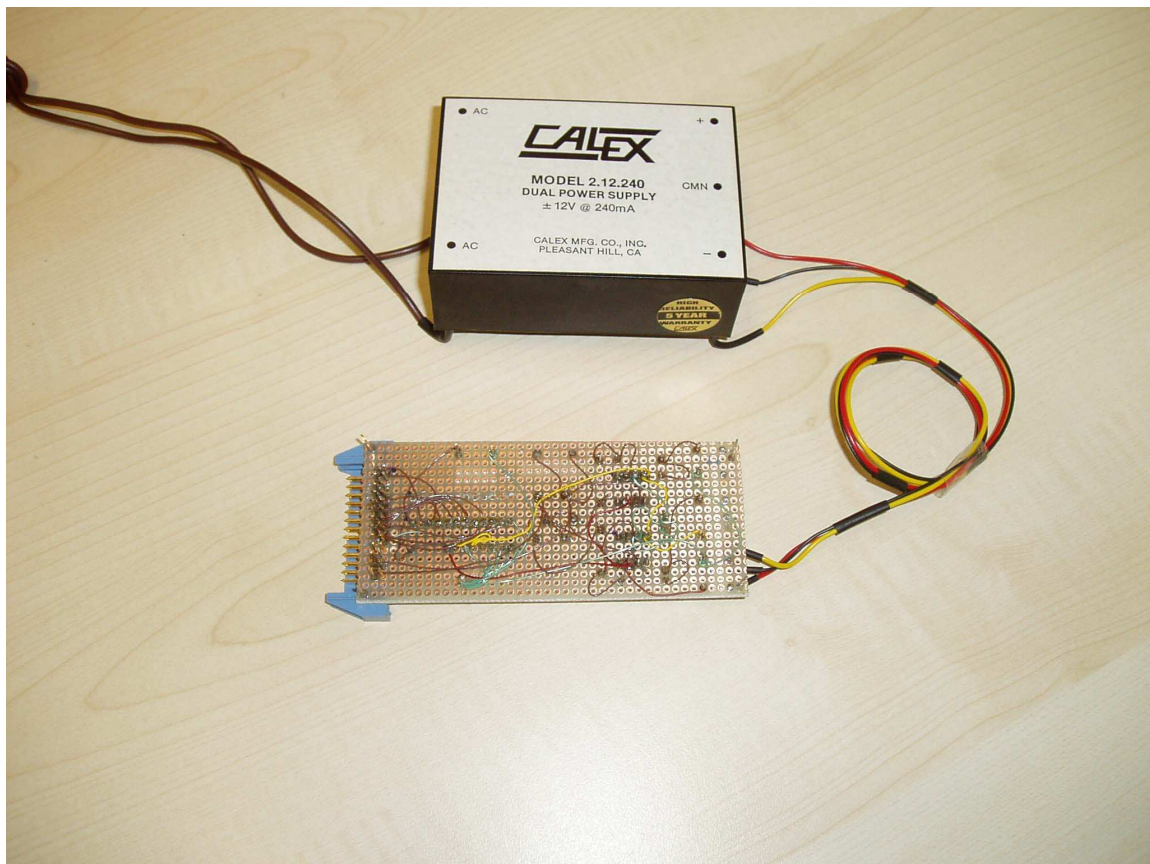


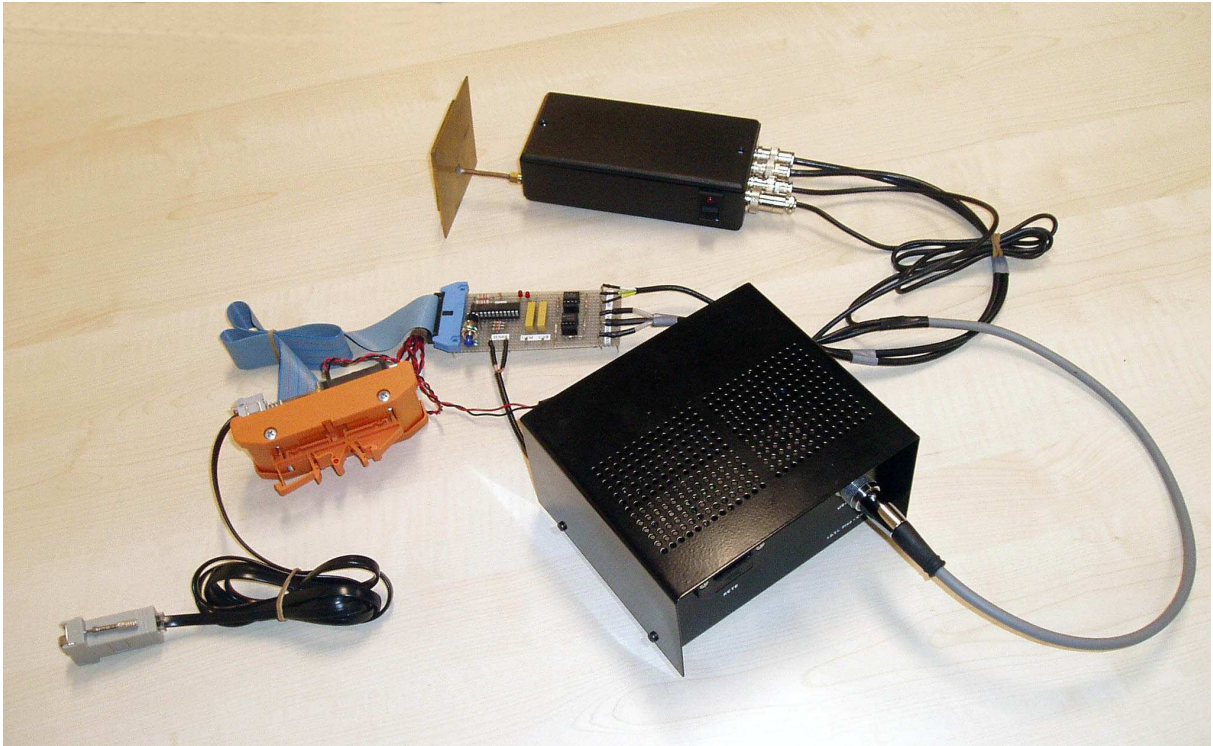
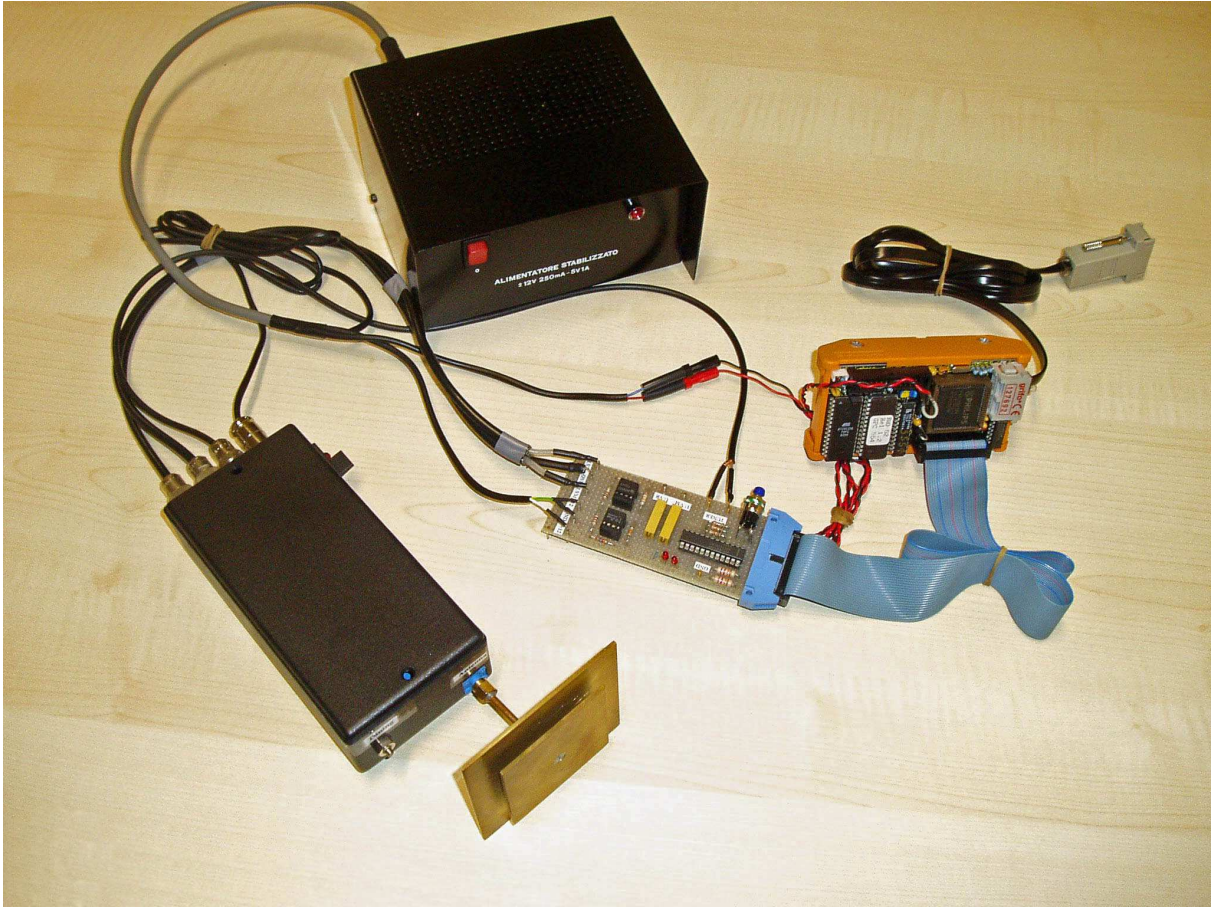
Foto 4 - 5. Interno dispositivo





Foto 6 - 7. Fronte retro circuito convertitore A/D





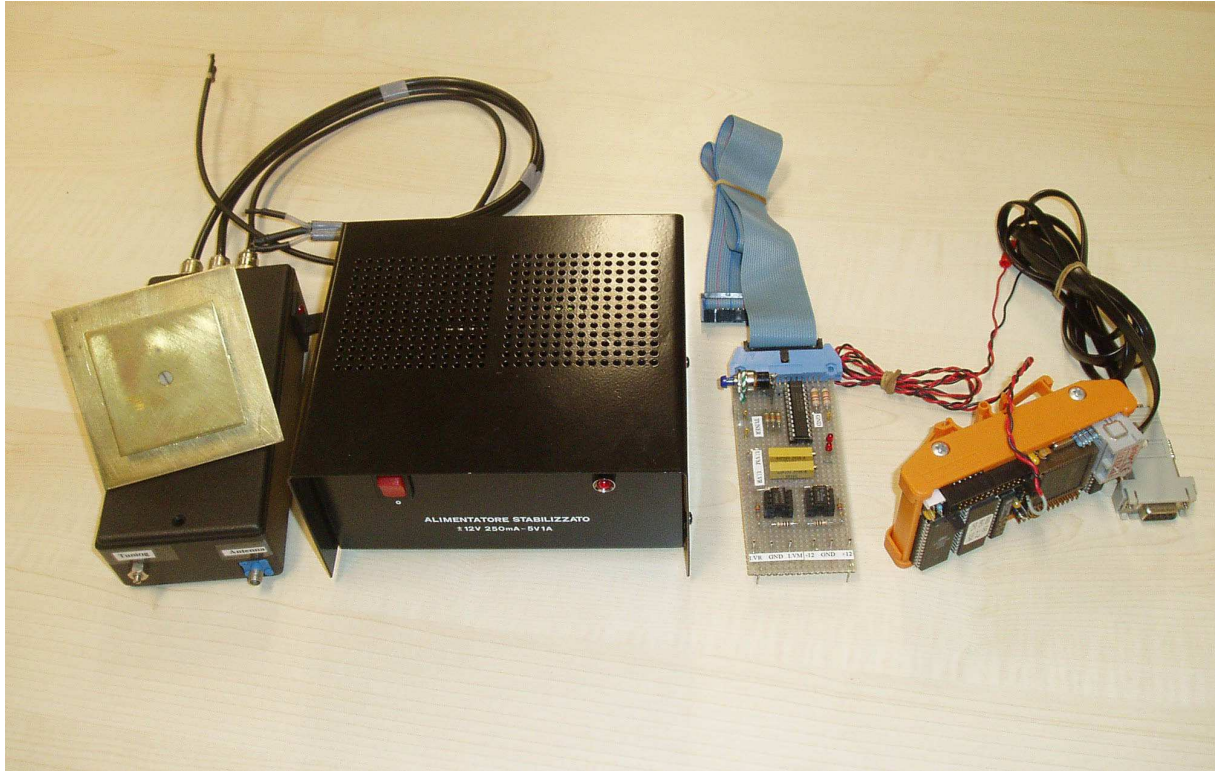
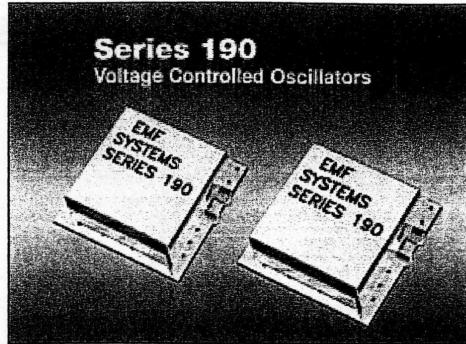


Foto 8 - 9 - 10. Vista di insieme dell'apparato

Caratteristiche dei componenti



- Surface Mount
- Low Phase Noise
- Low Cost
- "Z" Option

EMF Series 190 Surface Mount Voltage Controlled Oscillators are .91" x .91" and are designed for low phase noise and rugged environments. These units are ideal for use in low cost synthesizers and phase locked loops.

Hyperabrupt Varactors provide linear tuning with low tuning voltage. High temperature solder is used to prevent the solder joints from remelting during the reflow process during production.

EMF also offers a "Z" option in this series which makes it a direct replacement for other manufacturer's units.

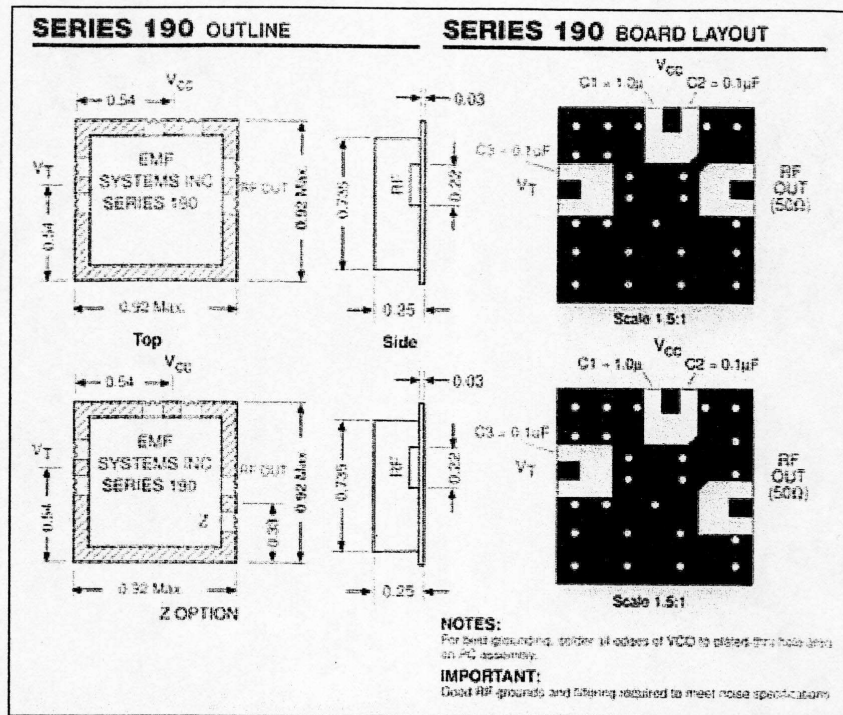
All units are tested before shipment. Our engineers will help you select the proper oscillator to meet your requirements.

**Available from 200 -- 3000 MHz
Specify Your Bandwidth**

If you have any questions about your application please call 814-237-5738 and talk directly to one of our application engineers; he will welcome the opportunity to discuss your requirement.

SERIES 190 SPECIFICATIONS	SERIES 190 PHASE NOISE
Frequency Range 200 to 3000 MHz	
Bandwidth Up to Octave	
Power Output +13 dBm Typical	
Frequency Stability 150 ppm/°C Typical	
Temperature -20°C to +70°C (Options Available)	
Tuning Voltage 0 to -12V	
Frequency Pushing 3% For 1.5:1 VSWR Typical	
Frequency Pulling 1.5:1 3.0% Typical	
Harmonics > 15 dBc	
Spurious > 70 dBc	
Input Power +15 VDC @ 50 mA	

- Home
- Series 100 VCOS
- Series 300 Crystals
- Series 400 Synthesizers
- Series 500 DRFOs-CRFOs
- Series 600 PLOs
- Series 900 Combiners
- Special Products

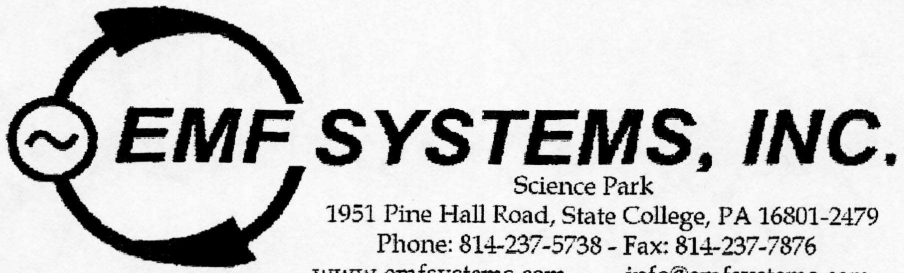


EMF Systems 100 Series:

- [Voltage Controlled Oscillators](#)
- [Series 100 Voltage Crystal Controlled Oscillators](#)
- [Series 180S Voltage Controlled Oscillators](#)
- [Series 190 Voltage Controlled Oscillators](#)
- [Low Phase Noise VCO for Synthesizer Applications](#)

Home	Series 100 VCO's	Series 300 Crystals	Series 400 Synthesizers	Series 500 DRO's-CRO's	Series 600 PLO's	Series 900 Combines	Special Products
------	------------------	---------------------	-------------------------	------------------------	------------------	---------------------	------------------

120 Science Park, State College, PA 16803
 PHONE 814-237-5738 FAX 237-7876 EMAIL emfsystems.com



Customer: ITALY
 P.O.# 81876
 Test Data for Work Order 4342
 By: J.B. Date: February 25, 2004

EMF Model: 194013 Serial# 1 unit / date code 0204
 Voltage Tuning
 Input Voltage: +12 vdc Current: <40 mA

IMPORTANT INSTRUCTIONS

1. Observe polarity and connect 50 OHM load before turning on oscillator power.
2. Provide adequate heat sink for high power oscillators.

TUNING VOLTS	FREQ MHz	POWER dBm	NOTES
+0.0 -	1930	+14.2	Harmonics
1.0	2022	13.7	>-15 dBc
2.0	2104	13.3	
3.0	2183	13.0	
4.0	2260	12.8	
5.0	2336	12.7	*Typical
6.0	2409	12.6	Data for
7.0	2482	12.7	All units
8.0	2552	12.9	
9.0	2618	13.3	
10.0	2678	13.6	
11.0	2734	13.7	
12.0	2785	13.9	
13.0	2831	14.0	
14.0	2870	14.0	
15.0 -	2905	14.0	

Voltage-Output, 12-Bit Multiplying DACs

MAX501/MAX502

General Description

The MAX501/MAX502 are 12-bit, 4-quadrant, voltage-output, multiplying digital-to-analog converters (DACs) with an output amplifier. Thin-film resistors, laser trimmed at the wafer level, maintain accuracy over the full operating temperature range.

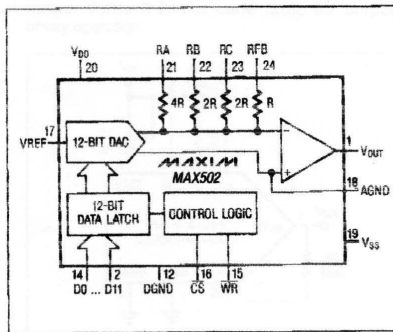
The MAX501/MAX502 have buffered latches that are easily interfaced with microprocessors. Data is transferred into the input register in either a right-justified 8+4-bit format (MAX501) or with a 12-bit-wide data path (MAX502). In the MAX501, an LDAC signal transfers data from the input register to the DAC register. In the MAX502, the input registers are controlled by standard CHIP SELECT (CS) and WRITE (WR) signals. For stand-alone operation, the CS and WR inputs are grounded, making all latches transparent. All logic inputs are level triggered and compatible with TTL and +5V CMOS logic levels.

The internally compensated, low-input offset-voltage output amplifier provides an output voltage from +10V to -10V while sourcing and sinking up to 5mA.

Applications

- Digital Attenuators
- Programmable-Gain Amplifiers
- Servo Controls
- Digital to 4mA-to-20mA Converters
- Automatic Test Equipment
- Programmable Power Supplies

Functional Diagram



Features

- ◆ 12-Bit Voltage Output DAC
- ◆ ±10V and 5mA Output Drive
- ◆ Monotonic Over Temperature
- ◆ Four Range-Scaling Resistors
- ◆ 8+4 (MAX501) and 12-Bit (MAX502) Interface
- ◆ 24-Pin DIP and Wide SO Packages

Ordering Information

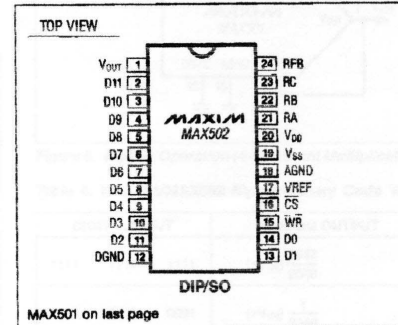
PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE	ERROR (LSBs)
MAX501ACNG	0°C to +70°C	24 Narrow Plastic DIP	±1/2
MAX501BCNG	0°C to +70°C	24 Narrow Plastic DIP	±3/4
MAX501ACWG	0°C to +70°C	24 Wide SO	±1/2
MAX501BCWG	0°C to +70°C	24 Wide SO	±3/4
MAX501BC/D	0°C to +70°C	Dice*	±3/4
MAX501AENG	-40°C to +85°C	24 Narrow Plastic DIP	±1/2
MAX501BENG	-40°C to +85°C	24 Narrow Plastic DIP	±3/4
MAX501AEWG	-40°C to +85°C	24 Wide SO	±1/2
MAX501BEWG	-40°C to +85°C	24 Wide SO	±3/4
MAX501AMRG	-55°C to +125°C	24 Narrow CERDIP**	±1/2
MAX501BMRG	-55°C to +125°C	24 Narrow CERDIP**	±3/4

Ordering information continued on next page.

* Contact factory for dice specifications.

** Contact factory for availability and processing to MIL-STD-883.

Pin Configurations



MAX501 on last page

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800

Voltage-Output, 12-Bit Multiplying DACs

Output-Buffer Amplifier

The output amplifier is an internally compensated, non-inverting, gain-scalable amplifier that can develop $\pm 10V$ across a $2k\Omega$ load. Maximum settling time is less than $5\mu s$ (to within 0.01% FSR). Input offset voltage is laser trimmed at the wafer level. Slew rate is typically $7V/\mu s$. The gain-setting resistors (RA, RB, and RC) connect to the amplifier inverting terminal. Float unused gain-setting resistors.

Unipolar Configuration

Figure 4, a typical configuration for the MAX501/MAX502, provides for unipolar-bipolar operation or two-quadrant multiplication when V_{IN} is an AC signal. R1 adjusts gain and R3 adjusts zero offset. For fixed-reference applications, trim the reference voltage and omit R1 and R2. If R1 and R2 are included, you must take into account their gain-temperature coefficient. The typical gain-temperature coefficient of the MAX502 is $1ppm/^{\circ}C$, which corresponds to a gain shift of $1/2LSB$ over a $+100^{\circ}C$ temperature range. Table 3 is the code table for unipolar-bipolar operation.

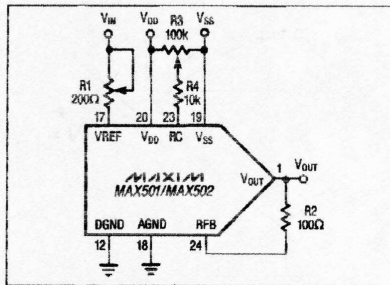


Figure 4. Unipolar-Binary Operation (2-Quadrant Multiplication)

Table 3. MAX501/MAX502 Unipolar-Binary Code Table

DIGITAL INPUT	ANALOG OUTPUT
1111 1111 1111	$(-V_{IN}) \frac{4095}{4096}$
1000 0000 0000	$(-V_{IN}) \frac{2048}{4096} = -\frac{1}{2} V_{IN}$
0000 0000 0001	$(-V_{IN}) \frac{1}{4096}$
0000 0000 0000	0V

Bipolar Operation

Figure 5 shows a 4-quadrant, bipolar operation. Gain error may be adjusted by changing the R1 and R2 ratio. These resistors should be ratio-matched to 0.01% to stay within gain-error specifications and to eliminate trimming. The offset value is defined by matching the RB and RC internal resistors. Table 4 is the code table for bipolar-binary operation.

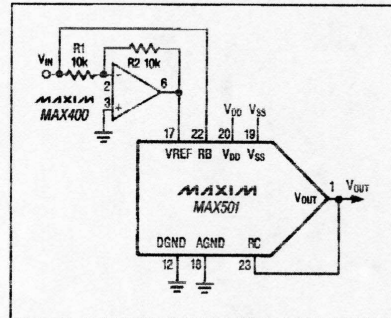


Figure 5. Bipolar Operation (4-Quadrant Multiplication)

Table 4. MAX501/MAX502 Bipolar-Binary Code Table

DIGITAL INPUT	ANALOG OUTPUT
1111 1111 1111	$(+V_{IN}) \frac{2047}{2048}$
1000 0000 0001	$(+V_{IN}) \frac{1}{2048}$
1000 0000 0000	0V
0111 1111 1111	$(-V_{IN}) \frac{1}{2048}$
0000 0000 0000	$(-V_{IN}) \frac{2048}{2048} = -V_{IN}$

Voltage-Output, 12-Bit Multiplying DACs

Pin Descriptions

MAX501

PIN	NAME	FUNCTION
1	V _{OUT}	Voltage Output
2	LDAC	Asynchronous Load DAC Input is active low
3	SET	Sets DAC register to all 1s
4	CLR	Sets DAC register to all 0s
5-8	D7-D4	Data Bits 7 to 4
9	D3/D11	Data Bit 3 or 11
10	D2/D10	Data Bit 2 or 10
11	D1/D9	Data Bit 1 or 9
12	DGND	Digital Ground
13	D0/D8	Data Bit 0 or 8 (LSB)
14	CSLSB	LSB Chip-Select Input is active low
15	WR	Write Input is active low
16	CSMSB	MSB Chip-Select Input is active low
17	VREF	Reference Input to DAC
18	AGND	Analog Ground
19	V _{SS}	-12V to -15V Supply Voltage Input
20	V _{DD}	+12V to +15V Supply Voltage Input
21	RA	Scaling Resistor: RA = 4RFB
22	RB	Scaling Resistor: RB = 2RFB
23	RC	Scaling Resistor: RC = 2RFB
24	RFB	Feedback Resistor

MAX502

PIN	NAME	FUNCTION
1	V _{OUT}	Voltage Output
2-11	D11-D2	Data Bits 2 to 11 (MSB)
12	DGND	Digital Ground
13,14	D1, D0	Data Bits 0 to 1 (LSB)
15	WR	Write Input is active low
16	CS	Chip-Select Input is active low
17	VREF	Reference Input to DAC
18	AGND	Analog Ground
19	V _{SS}	-12V to -15V Supply Voltage Input
20	V _{DD}	+12V to +15V Supply Voltage Input
21	RA	Scaling Resistor: RA = 4RFB
22	RB	Scaling Resistor: RB = 2RFB
23	RC	Scaling Resistor: RC = 2RFB
24	RFB	Feedback Resistor

MAX501/MAX502

Bibliografia

- [1] E. Bozzi, M. Chimenti, O. Salvetti, A. Zucchelli, *“Rassegna sulle tecniche non distruttive per la caratterizzazione dei difetti all'interno di materiali lapidei”*, Rapporto Tecnico B4-24 ISTI-CNR, Aprile 2003.
- [2] A. Zucchelli, *“Studio e sperimentazione di tecniche a microonde per la misura di porosità in materiali dielettrici”*, Elaborato finale del Corso di Laurea Triennale di Ingegneria delle Telecomunicazioni, Università degli Studi di Pisa, a.a. 2000-2001.
- [3] G. Gagliardi, A. Zucchelli, *“Analisi mediante simulazione e sperimentazione di sensori a risonanza realizzati con antenne a patch per l'indagine non distruttiva a microonde su materiali dielettrici”*, Nota Interna B4-12 I.S.T.I. – CNR Pisa, Novembre 2002.