

Progetto di due decodificatori stereo con il circuito integrato PLL TDA 1005 *

Vengono presentati due tipi di decodificatori stereo realizzati con il TDA 1005: uno funziona secondo il sistema time-multiplex, l'altro col sistema frequency-multiplex. Di questi due decodificatori si danno i dati di funzionamento completi.

1. INTRODUZIONE

E' noto che nella ricezione dei suoni, per avere una « sensazione stereo » si richiedono almeno *due* informazioni. Questi due *canali audio* vengono comunemente denominati *canale destro* (d'ora in avanti abbreviato con la lettera *R*), e *canale sinistro* (indicated con la lettera *L*). Teoricamente, per la trasmissione di queste due informazioni occorrerebbero due distinti trasmettitori, uno per il contenuto del canale destro, e l'altro per il contenuto del canale sinistro. Questa soluzione, ovviamente, risulterebbe costosa ed inoltre non sarebbe *compatibile*

Difatti, quando si pensò di trasmettere l'informazione stereo mediante un *unico* trasmettitore la prima caratteristica imposta a questo sistema fu quella della cosiddetta *compatibilità*; anche in questo caso, come in televisione, *compatibilità* significa che un ricevitore *monofonico* accordato su una emittente che trasmette in stereofonia possa dare una riproduzione *monofonica* di questa trasmissione; la *compatibilità* richiede inoltre che un ricevitore *stereofonico* sia in grado di riprodurre non solo una trasmissione stereofonica ma anche una normale trasmissione *monofonica*.

Tra i vari sistemi per ottenere la compatibilità

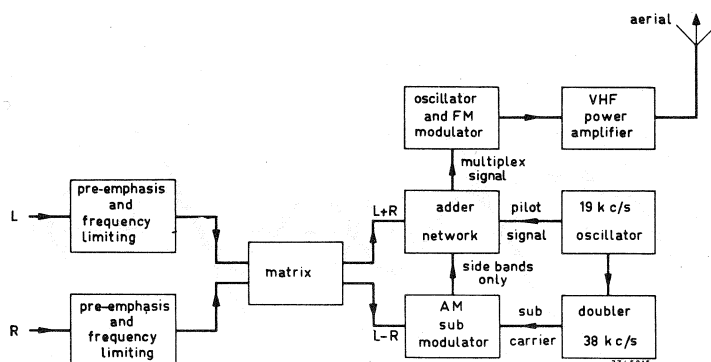


Fig. 1 - Schema di principio di un trasmettitore stereofonico.

* Fino ad esaurimento dello stock. Nell'appendice sono riportati i dati tecnici del nuovo tipo corrispondente TDA1005A.

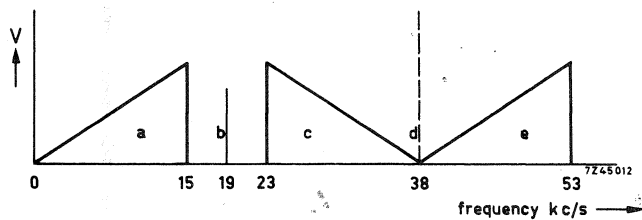


Fig. 2 - Spettro di frequenze occupato dalle varie componenti del segnale multiplex:

- a) segnale (L + R)
- b) segnale-pilota
- c) e e) bande laterali della sottoportante modulate dal segnale (L - R)
- d) sottoportante soppressa

L'FCC (FCC = Federal Communications Commission) scelse quello che prevedeva la trasmissione contemporanea della *somma* (L + R) e della *differenza* (L - R) tra i canali rispettivamente destro e sinistro. Questa somma e differenza del contenuto dei canali rispettivamente destro e sinistro vengono combinate in un unico segnale chiamato *segnale multiplex* (MUX). Il segnale multiplex andrà poi a modulare in F.M. la portante del trasmettitore.

In fig. 1 è riportato uno schema di principio di un trasmettitore stereofonico. I segnali rispettivamente destro (R) e sinistro (L) dopo aver subito una preenfasi e una limitazione in frequenza fino a 15 kHz vengono applicati ad una *matrice* all'uscita della quale si hanno rispettivamente la somma del segnale destro e sinistro (L + R) e la differenza tra il segnale sinistro e il segnale destro (L - R).

Il segnale-somma (L + R) viene applicato direttamente allo stadio sommatore. Il segnale-differenza (L - R) va invece a modulare in AM una sottoportante a 38 kHz; in seguito a questa modulazione si hanno bande laterali comprese tra 23 e 53 kHz. Per ridurre l'ampiezza complessiva, la sottoportante a 38 kHz viene soppressa, e di conseguenza verranno applicate allo stadio-sommatore soltanto le bande laterali. Lo spettro di frequenze occupato da questi segnali è riportato in fig. 2.

Evidentemente, il ricevitore stereofonico per rivelare le bande laterali (L - R) ha bisogno della portante a 38 kHz soppressa in trasmissione. Un primo problema che si pone quindi al ricevitore stereofonico è quello di poter rigenerare un segnale a 38 kHz avente la stessa frequenza e la stessa fase della portante a 38 kHz soppressa in trasmissione.

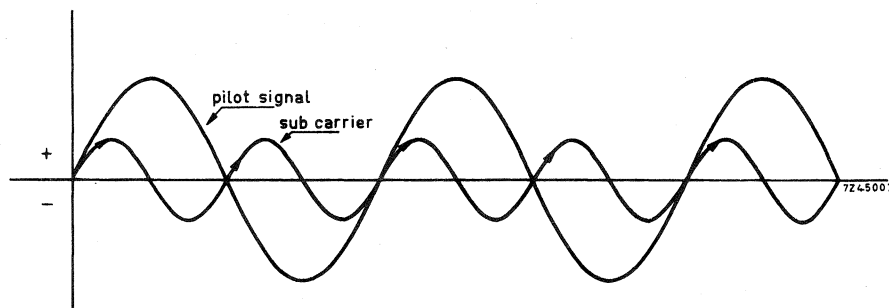


Fig. 3 - Relazione che deve avere la fase e la frequenza della sottoportante nei confronti del segnale-pilota.

In televisione, è noto, si pone un problema analogo in quanto il *segnale di crominanza* viene trasmesso con la portante soppressa, ed il televisore a colori, per poter ricavare da esso (più precisamente dalle bande laterali) i due segnali differenza di colore R - Y e B - Y ha bisogno di ripristinare la portante a 4,43 MHz (detta sottoportante) con la stessa frequenza e la stessa fase di quella soppressa al trasmettitore. In televisione sappiamo che per agevolare questo compito viene trasmesso, a frequenza di riga, un treno di oscillazioni (10 in tutto) avente la stessa frequenza e la stessa fase della portante soppressa in trasmissione; questi treni di oscillazioni (burst) servono appunto a sincronizzare in frequenza e fase la portante a 4,43 MHz rigenerata nel televisore che servirà ai demodulatori sincroni per rivelare i due segnali differenza di colore R - Y e B - Y.

Un sistema analogo viene usato nel ricevitore stereofonico per la portante a 38 kHz soppressa in trasmissione. In questo caso, al posto del burst della televisione a colori viene trasmesso un segnale continuo (segnale-pilota) di ridotta ampiezza con frequenza di 19 kHz. Come si vede, la frequenza del segnale-pilota corrisponde esattamente alla metà della frequenza della sottoportante (38 kHz).

Lo standard FCC specifica inoltre che il fianco *positivo* del segnale della sottoportante (38 kHz) debba intersecarsi sempre con il *punto di passaggio per lo zero* del segnale-pilota come appunto indicato in fig. 3.

Come risulta dalla fig. 2, nello spettro delle frequenze trasmesse, il segnale-pilota è sistemato in una zona priva di segnali; e di conseguenza sarà molto facile eliminarlo all'atto della ricezione per esempio mediante un circuito accordato. Il segnale completo che va da 0 a 53 kHz viene chiamato *segnale multiplex* (abbreviato in MUX). E' questo segnale che va a modulare in frequenza la portante del trasmettitore. La deviazione di frequenza della portante (Δf) prodotta dal segnale-pilota rappresenta il 10% della massima deviazione: il rimanente 90% di escursione viene occupato dalle bande laterali dei segnali rispettivamente somma (L + R) e differenza (L - R).

Analiticamente, il segnale stereo-multiplex (MUX) può essere indicato dalla seguente espressione:

$$V_{MUX} = L(t) + R(t) + [L(t) - R(t)] \sin \omega_s t + V_p \sin \frac{1}{2} \omega_s t.$$

nella quale:

L(t) = segnale canale sinistro

R(t) = segnale canale destro

$\omega_s = 2\pi 38.000$ rad/sec = velocità angolare della sottoportante

V_p = segnale-pilota.

2. IL RICEVITORE MONOFONICO

In un normale ricevitore F.M. monofonico, il discriminatore è seguito da un *filtro di deenfasi*; ciò, com'è noto, serve a compensare l'effetto di pre-enfasi introdotto nel segnale audio al trasmettitore. Si sa che il filtro di pre-enfasi al trasmettitore si rende necessario allo scopo di migliorare il rapporto segnale/disturbo. In base alle norme standard CCIR, i filtri sia di *pre-enfasi* che *de-enfasi* devono avere una costante di tempo di 50 μ sec. Ciò significa in altre parole che il filtro di de-enfasi deve introdurre una attenuazione di 6 dB/ottava al di sopra dei 3180 Hz.

Quando un ricevitore F.M. *monofonico* viene sintonizzato su un trasmettitore F.M. *stereofonico*, il segnale multiplex ricevuto prima di raggiungere l'amplificatore audio dovrà passare questo filtro. Ciò produrrà un'attenuazione di circa 20 dB alle frequenze intorno ai 38 kHz. Pertanto, potranno passare non attenuate soltanto le basse frequenze dello spettro. Come risulta dalla figura 2, questo spettro di frequenze non corrisponde altro che al segnale somma (L + R) contenente l'informazione del canale sinistro e destro rispettivamente, e così viene risolto brillantemente il problema della compatibilità.

3. IL RICEVITORE STEREOFONICO

Essenzialmente il ricevitore stereofonico è costituito da queste tre sezioni:

- a) la sezione r.f.;
- b) la sezione decodificatrice-stereo;
- c) gli stadi audio di uscita.

La sezione r.f. è costituita in linea di principio da un sintonizzatore, da un amplificatore f.i. e da un discriminatore di frequenza. Come si vede, questa sezione non differisce fondamentalmente da quella di un comune ricevitore F.M. monofonico.

La sezione r.f. è seguita dal decodificatore stereo vero e proprio. Qui avviene il ripristino della portante a 38 kHz soppressa in trasmissione e successivamente, dalla « tensione » fornita dal discriminatore di frequenza vengono ricavati i due segnali audio rispettivamente del canale destro e del canale sinistro che verranno amplificati in due convenzionali amplificatori b.f. separati.

Per recuperare dal segnale multiplex l'informazione audio del canale rispettivamente destro e sinistro, attualmente vengono impiegati due tipi di decodificatori, e precisamente:

- a) decodificatori del tipo *time-division multiplex* nei quali vengono applicati contemporaneamente al rivelatore il segnale multiplex completo e la portante a 38 kHz rigenerata nel ricevitore;
- b) decodificatori del tipo *frequency-division multiplex* con matrice nei quali vengono applicati al rivelatore solo le bande laterali (L - R) e la portante rigenerata nel ricevitore.

In entrambi i casi, il problema fondamentale è quello di ripristinare nel ricevitore un segnale a 38 kHz avente la stessa frequenza e la stessa fase della portante soppressa in trasmissione.

In passato sono stati impiegati vari sistemi per il ripristino di questa portante; a noi interessa far presente che nel circuito integrato TDA 1005 il ripristino della portante a 38 kHz viene effettuato mediante il sistema PLL (Phase Locked Loop), i cui vantaggi verranno illustrati più avanti.

4. CARATTERISTICHE DEL TDA 1005

Il circuito integrato TDA 1005 è un decodificatore PPL stereo per prestazioni di alta qualità; il sistema di decodifica dei segnali destro e sinistro è basato sul principio « frequency-division multiplex » (f.d.m.) in precedenza illustrato.

Il TDA 1005 è in grado di dare:

- a) eccellente reiezione ACI = (Adjacent Channel Interference) e SCA (Storecast).
- b) distorsione BFC (Beat-Frequency Components) estremamente bassa nelle gamme delle frequenze elevate.

Il TDA1005 presenta inoltre le seguenti caratteristiche:

- 1) con un numero ridotto di componenti periferici può essere impiegato anche come decodificatore *time-division multiplex* (t.d.m.) il che consente di impiegarlo in apparecchiature economiche di classe media;
- 2) può essere impiegato in autoradio dato che la sua tensione di alimentazione è di 8 V.
- 3) possiede un terminale aggiuntivo che consente un passaggio mono/stereo « silenzioso »;
- 4) il passaggio mono/stereo è automatico, in quanto è controllato sia dal segnale-pilota sia dall'intensità di campo del segnale in antenna;
- 5) la distorsione nella regione della frequenza di risonanza dell'anello è bassa (≈ 300 Hz; $d_{tot} = 0,25\%$);
- 6) esiste la possibilità di ottenere una migliore separazione dei canali mediante regolazione esterna;
- 7) l'amplificazione interna t.d.m. è 6 dB; quella f.d.m. è 10 dB;
- 8) possiede uno stadio pilota per la lampada che indica « ricezione-stereo »;
- 9) dall'esterno esiste la possibilità di bloccaggio del VCO (Voltage Controlled Oscillator).

5. PHASE-LOCKED-LOOP (PLL) e TDA 1005

In un decodificatore stereo, l'impiego per il ripristino della sottoportante a 38 kHz del sistema PLL (Phase-Locked-Loop) permette una considerevole semplificazione della messa a punto del decodificatore medesimo. Nel TDA1005 al posto di accordare, nella sezione per il ripristino della portante soppressa in trasmissione, i classici tre circuiti LC accordati, basterà regolare un solo potenziometro, in quanto i circuiti PLL sono *incorporati* nell'integrato medesimo.

Per ciò che riguarda il canale del segnale FM stereo, comprendente un preamplificatore, il decodificatore e un amplificatore b.f., il TDA 1005 è in tutto simile al noto decodificatore stereo TCA 290A; con la differenza che il TDA 1005 possiede una maggiore flessibilità. Infatti:

- a) alterando di poco la circuiteria esterna, il TDA 1005 consente di realizzare un decodificatore del tipo *time-multiplex* (senza bobina) oppure un decodificatore *frequency-multiplex* (con bobina);
- b) il passaggio da mono a stereo, nel TDA 1005 non è auditivamente percepibile, ed è ottenuto applicando una tensione al terminale 6 del circuito integrato.

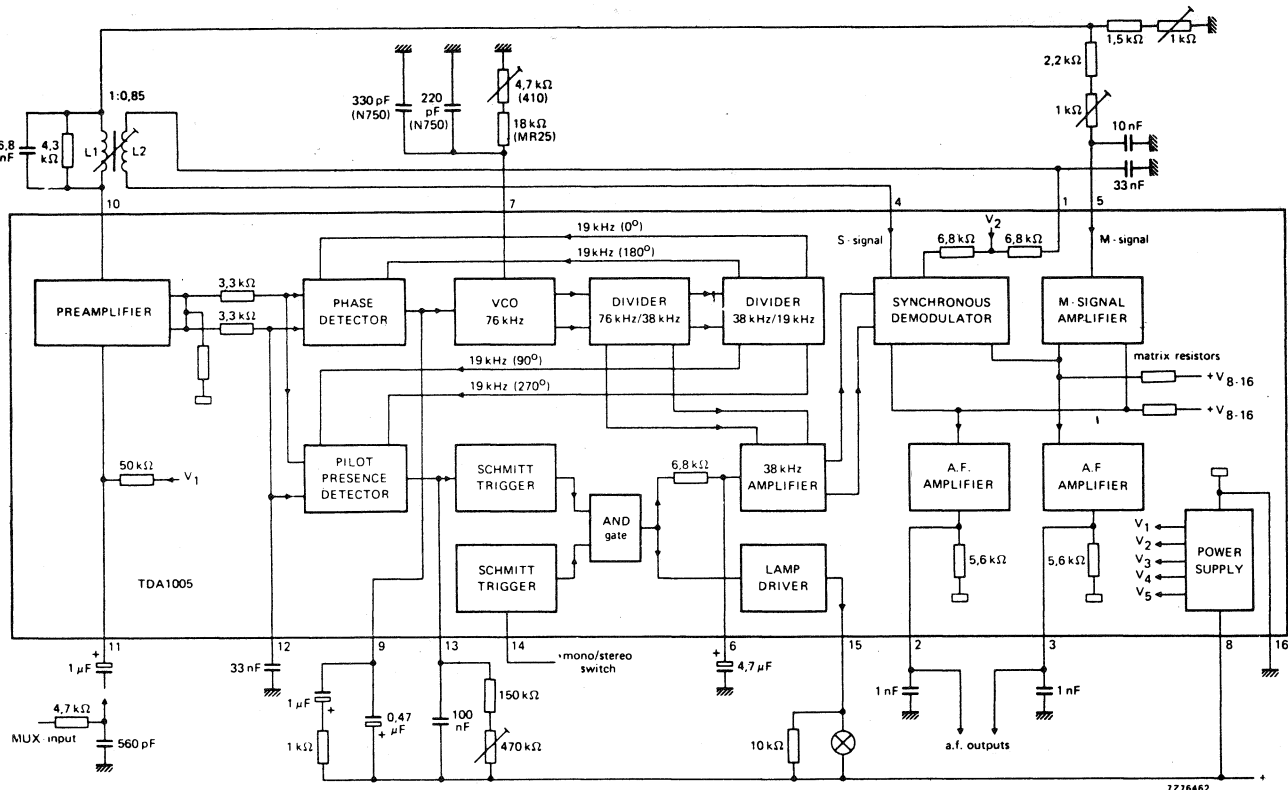


Fig. 4 - Funzioni contenute nel decodificatore stereo PLL TDA 1005.

6. DESCRIZIONE DEI CIRCUITI CONTENUTI NEL TDA 1005

In fig. 4 è riportato lo schema a blocchi del TDA 1005. Da esso risulta che il sistema PLL è costituito essenzialmente dal blocco VCO (Voltage Controlled Oscillator), dal divisore di frequenza 76/38 kHz, dal successivo divisore di frequenza 39/19 kHz, dal rivelatore di fase del segnale pilota ed infine dal rivelatore di presenza del segnale-pilota stereo.

6.1 L'oscillatore VCO

L'oscillatore controllato in tensione (VCO) produce una tensione a dente di sega con frequenza di 76 kHz; in caso di mancanza del quarzo (oscillatore « free running »), la frequenza del VCO può essere regolata mediante un potenziometro esterno. La frequenza del VCO risulta fissata da una costante di tempo RC collegata al terminale 7. Durante la carica della capacità, la costante di tempo RC è determinata dalla resistenza interna della sorgente mentre durante la scarica è determinata da un resistore esterno collegato al terminale 7.

Il valore tipico del coefficiente di temperatura del VCO è $T_{K VCO} = -800 \text{ ppm/K}$. Il coefficiente di temperatura può essere compensato mediante apposito circuito collegato al terminale 7. I componenti che provvedono a questa compensazione sono indicati nei circuiti applicativi rispettivamente di fig. 5 e 6.

6.2 I divisori di frequenza

Nella sezione dove avviene la divisione di frequenza, il segnale a dente di sega (frequenza 76 kHz) viene in primo luogo dimezzato, e cioè portato a 38 kHz, ed infine, in un successivo flip-flop, portato alla frequenza di 19 kHz, che è appunto la frequenza del se-

gnale-pilota. All'uscita di quest'ultimo divisore sono disponibili due segnali con frequenza di 19 kHz: una uscita a 19 kHz va a pilotare il rivelatore di fase, l'altra, in quadratura di fase con la prima, (e cioè sfasata di 90°), va a pilotare il rivelatore di presenza del segnale-pilota.

6.3 Il rivelatore di fase

Il rivelatore di fase è essenzialmente un demodulatore in quadratura che lavora in maniera simmetrica. Al primo ingresso del demodulatore viene applicato il segnale a 19 kHz ripristinato nel ricevitore: al secondo ingresso viene applicato il segnale-pilota a 19 kHz trasmesso dalla stazione.

Il segnale in uscita dal demodulatore va infine a controllare tramite un filtro passa-basso (applicato al terminale 9) l'oscillatore controllato in tensione, e cioè, il VCO.

6.4 Rivelatore di presenza del segnale-pilota

Il rivelatore di presenza del segnale-pilota non è altro che un demodulatore sincrono. Se il segnale-pilota e il segnale a 19 kHz prodotto localmente sono entrambi presenti ed hanno la stessa fase, all'uscita del rivelatore di presenza avremo un segnale in c.c. Questo segnale viene impiegato per far passare il decodificatore automaticamente dal funzionamento mono al funzionamento stereo.

6.5 Il pre-amplificatore

Lo stadio preamplificatore è formato essenzialmente da un emitter-follower in quanto all'ingresso è necessario avere una impedenza elevata: il valore tipico è 50 kΩ. Dallo stadio emitter-follower, il segnale viene applicato al rivelatore di fase a 19 kHz, al rivelatore di presenza del segnale-pilota, ed infine, tramite un

amplificatore, al terminale 10 (il terminale 10 rappresenta una sorgente di corrente; la conduttanza dell'amplificatore è $\Delta I_{10}/\Delta V_{11-16} = 40 \text{ mA/V}$).

L'eventuale presenza di alternata residua sulla tensione di alimentazione viene soppressa automaticamente dall'amplificatore, e di conseguenza, non può « sporcare » il segnale.

6.6 I due sistemi di decodifica

Il sistema di decodifica è determinato dalla circuiteria *esterna* compresa tra il terminale 10 e alcuni stadi interni come il demodulatore e l'amplificatore del segnale principale.

Nel caso il decodificatore funzioni secondo il sistema *frequency-multiplex* (fig. 5), il segnale *MUX* viene scisso dai circuiti esterni nelle sue caratteristiche componenti, e cioè, nel *segnale principale* ($L + R$, $f = 0 \dots 15 \text{ kHz}$) e nel *segnale secondario* ($L - R$, che modula in ampiezza la portante (soppressa) a 38 kHz).

Il segnale *principale* viene deenfazzato ($50 \mu\text{s}$) ad opera delle costanti di tempo collegate tra i terminali 10 e 5. A sua volta, il segnale *secondario* viene deenfazzato ad opera della curva di risonanza del circuito accordato. Il segnale *principale* viene applicato al terminale 5 mentre, il segnale *secondario* viene applicato al terminale 4 dell'integrato.

Nel caso il decodificatore funzioni secondo il sistema *time-multiplex* (fig. 6), il segnale *MUX* viene applicato direttamente dal terminale 10 al terminale 5 e, tramite un resistore e un condensatore di disaccoppiamento in c.c., ai terminali 1 e 4 del circuito. La de-enfasi viene applicata all'uscita del decodificatore.

6.7 Il decodificatore

Il decoder è costituito dall'amplificatore della sottoportante a 38 kHz , dal demodulatore sincrono (e cioè dal demodulatore del segnale secondario - segnale S), dall'amplificatore del segnale principale (segnale M), ed infine, dagli amplificatori b.f. di uscita. La sottoportante a 38 kHz , prodotta con il sistema PLL, viene disaccoppiata in un amplificatore differenziale, e successivamente applicata all'ingresso del demodulatore sincrono.

Il segnale d'ingresso (terminale 4), viene applicato simmetricamente al demodulatore sincrono: nel caso di funzionamento *frequency-multiplex*, il segnale secondario viene applicato tramite un circuito risonante mentre nel caso di funzionamento *time-multiplex*, questo segnale viene applicato tramite accoppiamento RC. Il segnale demodulato $L - R$ viene applicato con fase opposta e cioè $+(L - R)$ e $-(L - R)$ a due resistori di uscita.

Il segnale ($L + R$) proveniente dall'amplificatore del segnale principale viene applicato ai resistori di uscita del demodulatore sincrono e combinato con il segnale secondario ($L - R$) così da ottenere i segnali L e R richiesti.

6.8 L'amplificatore B.F.

L'amplificatore B.F. dei segnali rispettivamente L e R è formato da uno stadio singolo. Questo amplificatore produce un livello di distorsione in terza armonica estremamente basso, ed inoltre tende a ridurre considerevolmente l'alternata residua.

Il decodificatore ha un guadagno di 10 dB in caso di funzionamento *frequency-multiplex*, e di 6 dB nel caso di funzionamento di *time-multiplex*.

TABELLA I - Dati caratteristici essenziali del TDA 1005

Tensione di alimentazione		V8-16	8...18	V
Tensione di alimentazione		V8-16	tip. 15	V
Temperatura ambiente		$T_{t,amb}$	tip. 25	$^{\circ}\text{C}$
		t. d. m.	f. d. m.	
Separazione dei canali alla $f = 1 \text{ kHz}$	α	45	50	dB
Soppressione portante alla $f = 19 \text{ kHz}$	$\alpha 19$	35	35	dB
alla $f = 38 \text{ kHz}$	$\alpha 38$	45	40	dB
alla $f = 76 \text{ kHz}$	$\alpha 76$	—	75	dB
Reiezione ACI alla $f = 114 \text{ kHz}$	$\alpha 114$	52	70	dB
Reiezione SCA alla $f = 67 \text{ kHz}$	$\alpha 67$	85	90	dB
Campo di aggancio del VCO		3,5	3,5	%
Distorsione: $f = 1 \text{ kHz}$	d_{tot}	0,25	0,2	%
alla risonanza dell'anello	d_{tot}	0,35	0,25	%
Soppressione BFC	d_{BFC}	40	60	dB

OSSERVAZIONI

1. Bloccaggio del VCO

Se quando si ricevono stazioni A.M. si vuole sfruttare il guadagno interno fornito dall'integrato, il VCO può essere bloccato collegando il terminale 9 a massa mediante un resistore da $100 \text{ k}\Omega$, oppure collegando il terminale 7 a massa.

2. Pulsante mono

Il decodificatore può passare in ricezione mono mediante semplice collegamento del terminale 12 a massa. In questo caso, il VCO rimane ancora in funzione per cui questa possibilità non può essere sfruttata quando si vogliono ricevere emittenti A.M.

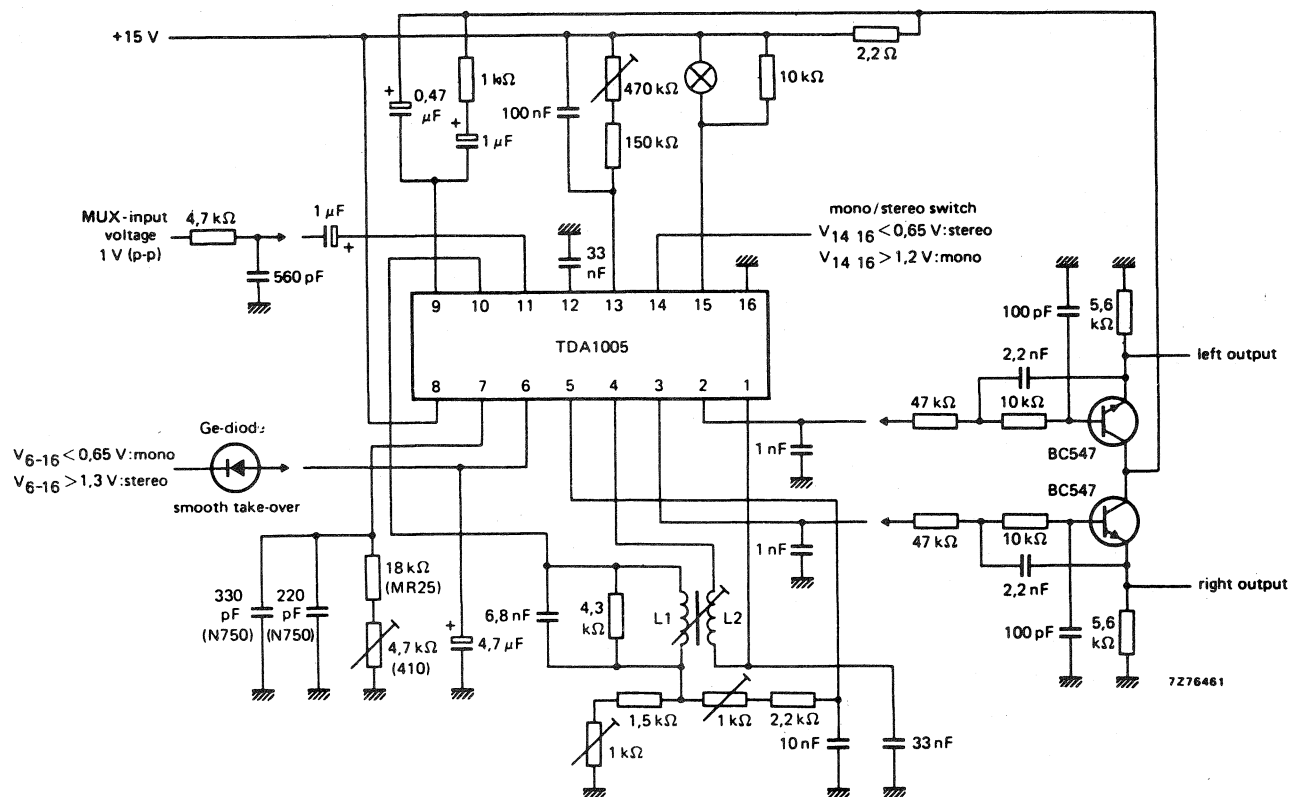


Fig. 5 - Decodificatore stereo funzionante secondo il sistema frequency-multiplex.

Dati delle bobine: $L1 = 250$ spire, $0,09$ mm \varnothing
 $L2 = 222$ spire, $0,09$ mm \varnothing

Tutte le misure sono state effettuate senza il filtro di uscita, vale a dire, con la sola circuiteria di uscita relativa ai terminali 2 e 3 come indicato in fig. 6.

6.9 Circuito di commutazione e pilota lampada-spia

Il sistema di commutazione è formato da due interruttori: uno effettua la commutazione in funzione del livello del segnale-pilota; il livello in corrispondenza del quale il commutatore entra in azione può essere regolato mediante un potenziometro collegato al terminale 13 del circuito. L'altro commutatore entra in funzione ad opera di una tensione continua esterna (per esempio, dipendente dalla tensione di ingresso del ricevitore).

La lampada che indica « ricezione-stereo » si accende nel caso in cui entrambi i suddetti commutatori risultino attivati. Il condensatore elettrolitico applicato al terminale 6 dell'integrato non fa « sentire » all'uscita del decodificatore l'azione dei due commutatori. Per passare dalla ricezione stereo alla ricezione mono basta collegare a massa il terminale 12 dell'integrato; ciò si può fare mediante un semplice interruttore. La messa a massa del terminale 12 blocca il funzionamento del rivelatore di fase, e di conseguenza, il decodificatore lavora in condizioni di « ricezione-mono ». Nel caso di ricevitori A.M./F.M., quando si vuole ricevere semplicemente solo stazioni A.M. conviene bloccare il VCO. Ciò può essere effettuato collegando a massa il terminale 7 oppure collegando a massa il terminale 9 tramite un resistore da 100 k Ω .

6.10 Sistema di alimentazione dell'integrato

All'interno dell'integrato si trova un circuito stabilizzatore di tensione. Pertanto, tutti gli stadi che non debbono essere necessariamente alimentati dalla tensione V_B , vengono alimentati da questo circuito.

La frequenza di oscillazione libera del VCO viene portata a 76 kHz agendo sul potenziometro variabile che fa parte del partitore applicato al terminale 7. Il livello del segnale pilota usato per la commutazione « funzionamento-stereo » viene messo a punto agendo sul potenziometro che fa parte del partitore di tensione collegato al terminale 13.

Nel caso di decodifica *frequency-multiplex* il circuito accordato collegato al terminale 10 deve essere regolato per risonare alla frequenza di 38 kHz.

Nel caso di decodifica *time-multiplex*, per ottenere la massima separazione tra i canali, si dovrà agire sul potenziometro R10.

8. PRESTAZIONI DEI DUE TIPI DI DECODIFICATORI

(T_{amb}) = 25 °C; $V_{8-16} = 15$ V (salvo diversamente specificato) vedi schemi elettrici in figura 5 (con il circuito d'uscita modificato senza filtro) e fig. 6.

Le prestazioni di due tipi di decodificatori sono riassunte nelle tabelle II e III.

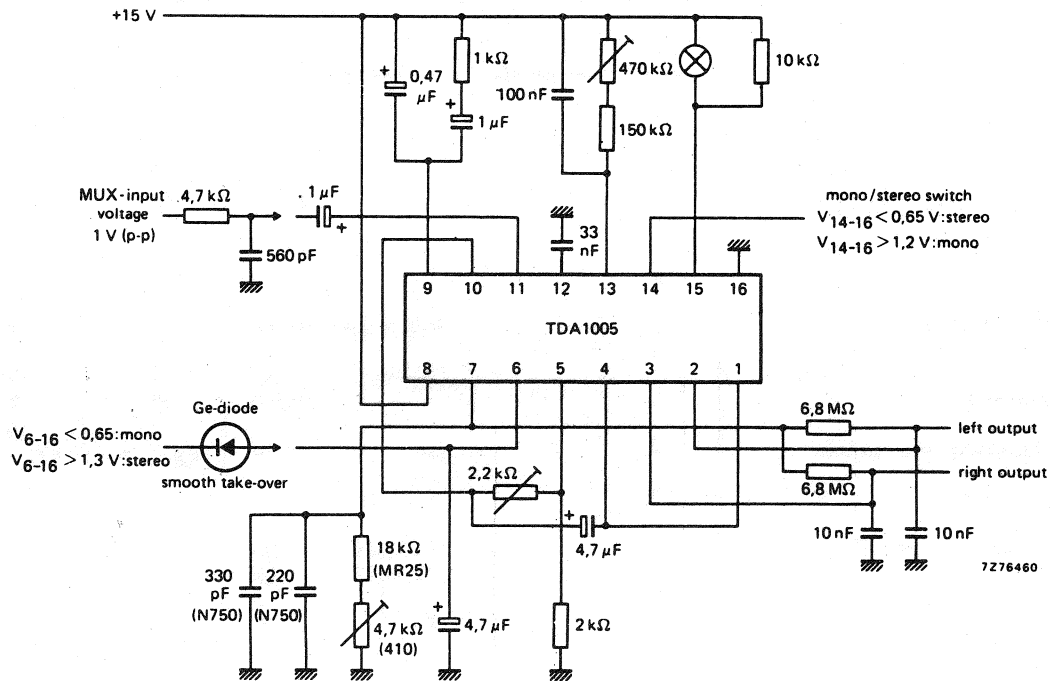


Fig. 6 - Versione time-division.

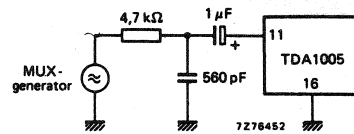
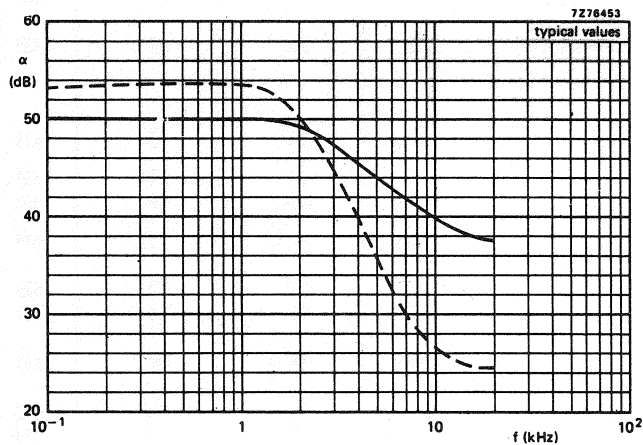


Fig. 7 - Separazione dei canali in funzione della frequenza. a tratto continuo: sistema time-multiplex; in tratteggio: sistema frequency-multiplex. Condizioni: $V_{8-16} = 15V$; $V_{11-16} pp = 1V$; ottimizzato soltanto per $f = 1kHz$; un'ulteriore regolazione per $f = 5kHz$ si traduce in un miglioramento di circa 10 dB.

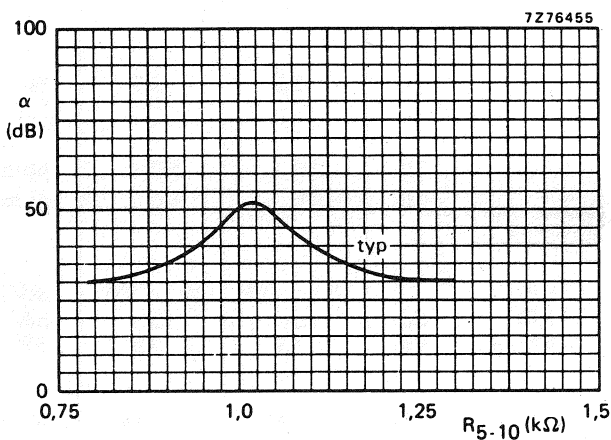


Fig. 8 - Separazione dei canali in funzione della resistenza collegata tra i terminali 5 e 10 (t.d.m.); per il circuito di prova vedere fig. 7.

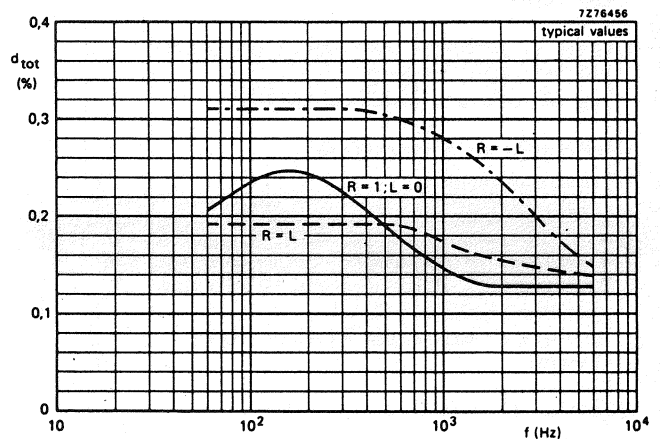


Fig. 9 - Distorsione in funzione della frequenza audio (f.d.m.). Condizioni: $V_{8-16} = 15V$; $V_{2-16} = V_{3-16} = 1V$ (eff.).

TABELLA II - Caratteristiche in c. a. e prestazioni dei due tipi di decodificatori (fig. 5 e 6)

	nota	terminale	parametro		t.d.m.	f.d.m.	unità di misura
Separazione del canale: regolabile mediante R5-R10; vedi figg. 7 e 8	1,2	2,3	α	>	40	40	dB
				tipico	45	50	dB
Campo di correzione del roll-off della F.I./F.M.	1,2				48...72	—	kHz
Tensione MUX di ingresso $d_{tot} < 0,35\%$; L = 1; R = 1	1,2	11	V11-16 pp	tipico	1	1	V
Impedenza d'ingresso		11	$ Z_i $	>	35	35	k Ω
				tipico	50	50	k Ω
Guadagno in tensione per canale	1,2		Gv	tipico	6	10	dB
					4,8...7,6	8,8...11,6	dB
Bilanciamento canale	1,2		+ Δ Gv	<	1	1	dB
Tensione di uscita (valore eff.) L = 1; R = 1	1,2	2 3	V2-16 eff	tip.	0,8	1,1	V
				V3-16 eff	tip.	0,8	1,1
Impedenza d'uscita	3	2,3	$ Z_o $	tip.	5,6	5,6	k Ω
Distorsione vedi figure 9 e 10 fm = 1 kHz (in tutte le condizioni)	1	2,3	d_{tot}	tip.	0,25	0,2	%
				<	0,35	0,35	%
Alla risonanza dell'anello; fm \approx 300 Hz L = 1; R = 0	1	2,3	d_{tot}	tip.	0,35	0,25	%
Soppressione BFC, vedi fig. 10	10	2,3	d_{BFC}	>	40	60	dB
Intermodulazione alla fm = 13 kHz	6		d13	tip.	55	65	dB
Soppressione portante							
f = 19 kHz	1	α 19		tip.	35	35	dB
f = 38 kHz	1	α 38		>	40	38	dB
				tip.	45	40	dB
f = 76 kHz	1	α 76		tip.	—	75	dB
Reiezione ACI alla f = 114 kHz alla f = 190 kHz	4	α 114 α 190		tip.	52	70	dB
				tip.	55	74	dB
Reiezione SCA alla f = 67 kHz	5	α 67		tip.	85	90	dB
Reiezione dell'alternata residua f = 100 Hz; V8-16 eff = 200 mV		RR		>	40	40	dB
				tip.	50	50	dB
VCO; regolabile alla frequenza nominale mediante R7-16	7		f_{vco}	tip.	76	76	kHz
Campo di aggancio (deviazione di 76 kHz rispetto alla frequenza centrale) segnale-pilota a 19 kHz di 32 mV	7			>	3,5	3,5	%
Coefficiente di temperatura — non compensata — compensato	7	— TC \pm TC		tip.	800	800	ppm
				tip.	300	300	ppm
Interruttore stereo/mono della tensione di soglia per segnale-pilota 19 kHz; regolabile mediante R13-8 tensione di soglia alla R13-8 = 300 k Ω Isteresi	8	11	V11-16		10...100	10...100	mV
				tip.	23	23	mV
	9	11	Δ V11-16	tip.	3,5	3,5	dB
Circuito di commutazione-dolce — interamente mono — completamente stereo	10	6	V6-16	<	0,65	0,65	V
				>	1,3	1,3	V

TABELLA III - Caratteristiche in c. c.

$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$; V8-16 = 15 V, (salvo diversamente specificato)

Campo delle tensioni di lavoro	V8-16		8...18	V ¹⁾
Corrente complessiva (esclusa della lampada indicatrice)	18	tip.	21	mA
Dissipazione di potenza (in condizione di funzionamento) con una corrente della lampada I15 = 100 mA; V8-16 = 18 V	P_{tot}	<	570	mW
Tensioni di saturazione del pilota della lampada a I15 = 100 mA	V15-16	tip.	0,9	V
Massima tensione dello stadio pilota lampada	V15-16	<	22	V
Tensioni di commutazione:				
— commutazione mono	V14-16	>	1,2	V ²⁾
— commutazione stereo	V14-16	<	0,65	V
— isteresi	V14-16	tip.	0,2	V

1) Per tensioni di alimentazione comprese tra 8 e 11 V, i resistori da 5,6 k Ω devono essere collegati tra massa e terminali 2 e 3.

2) Tensione massima per un funzionamento sicuro: V14-16 < 6 V.

NOTE

- V11-16 pp = V; segnale-pilota (19 kHz) 9%.
- $f_m = 1$ kHz.
- Per tensioni di alimentazione comprese tra 8 e 11 V, i resistori da 5,6 k Ω devono essere collegati tra massa e terminali 2 e 3.
- Misurato con un segnale d'ingresso composto; L = R; $f_m = 1$ kHz; segnale M = 90%; segnale-pilota 9%; 1% di segnali spurii con frequenza di 110 kHz (per $\alpha 114$) oppure di 186 kHz (per $\alpha 190$).
La soppressione ACI è definita dal rapporto:

$$20 \log \frac{V_o \text{ (a 4 kHz)}}{V_o \text{ (a 1 kHz)}}$$

- Misurata con un segnale d'ingresso composto: L = R; $f_m = 1$ kHz; segnale S = 80%; segnale-pilota = 9%; portante SCA (67 kHz) = 10%; $d_{13} = 20 \log \frac{V_o \text{ (a 9 kHz)}}{V_o \text{ (a 1 kHz)}}$
 - Misurata con un segnale d'ingresso composto: L = R; $f_m = 13$ kHz; interferenza ad 1 kHz (3 \times 13 kHz — 38 kHz sottoportante).
 - Vedi anche figure 11 e 12. Compensato con una rete RC applicata al terminale.
Condensatore : — TC = 750 ppm.
Resistore a carbone : — TC \approx 250 ppm oppure resistore a film di metallo: + TC = 100 ppm.
 - Regolabile mediante R13-8; per un ingresso dipendente dall'intensità di campo (terminale 14 vedi Tabella III.)
- $$9. \Delta V_{11-16} = 20 \log \frac{V_{11-16} \text{ (mono/stereo)}}{V_{11-16} \text{ (stereo/mono)}}$$
- Per i circuiti aggiuntivi da collegare al terminale 6 vedi fig. 5 e 6; per la curva vedi fig. 13.

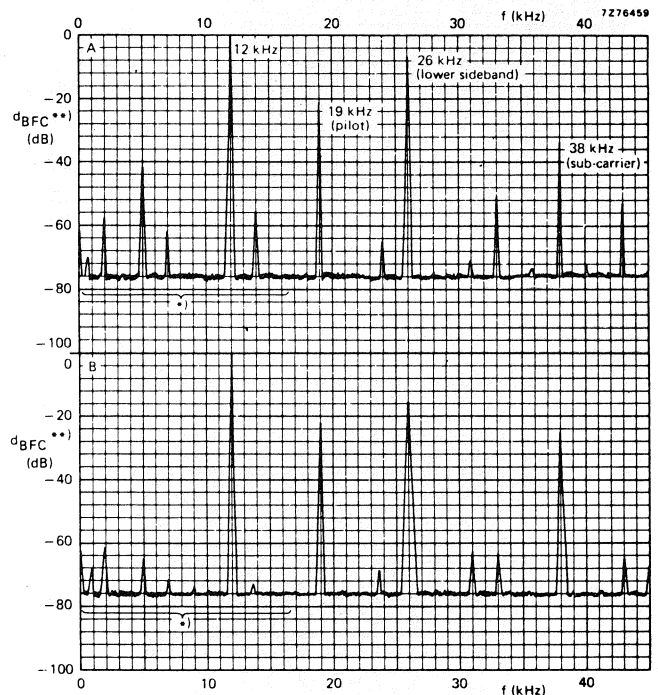


Fig. 10 - A. Spettro di frequenze alle uscite del decodificatore time-multiplex

B. Spettro di frequenze alle uscite del decodificatore frequency-multiplex

Condizioni: V11-16 pp = 1 V; R = 1; L = 0
per $f = 12$ kHz: $m = 90\%$
per $f = 19$ kHz: $m = 10\%$

*) Interferenze udibili (distorsione BFC) e segnale desiderato a 12 kHz

$$**) d_{BFC} = 20 \log \frac{V_{BFC}}{V \text{ (a 12 kHz)}}$$

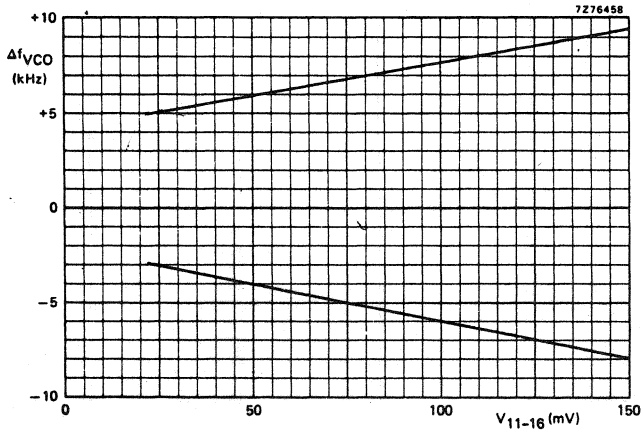


Fig. 11 - Valori tipici del campo di aggancio dell'oscillatore in funzione della tensione soglia del pilota all'ingresso del segnale MUX terminale 11

Condizioni: $V_{8-16} = 15\text{ V}$; tensione soglia del segnale pilota regolata a $V_{11-16} = 30\text{ mV}$

$\Delta f_{VCO} = f_{VCO} - 76\text{ kHz}$
nel quale

f_{VCO} = frequenza libera dell'oscillatore

Δf_{VCO} = deviazione massima della f_{VCO} riagganciata nel caso il segnale pilota (terminale 11) sia inserito.

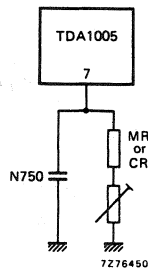
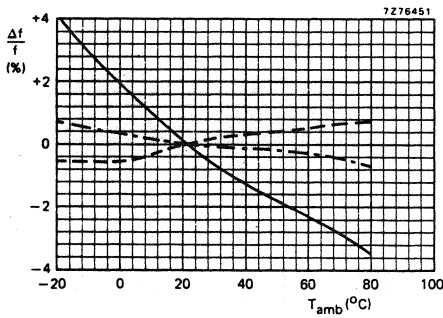


Fig. 12 - Deviazione di frequenza in funzione della temperatura ambiente (VCO in oscillazione libera).

curva a tratto pieno = terminale 7 aperto;

curva tratteggiata: terminale 7 collegato con un condensatore N750 e un resistore a carbone;

curva tratto e punto: terminale 7 collegato a un condensatore N750 e un resistore a film di metallo.

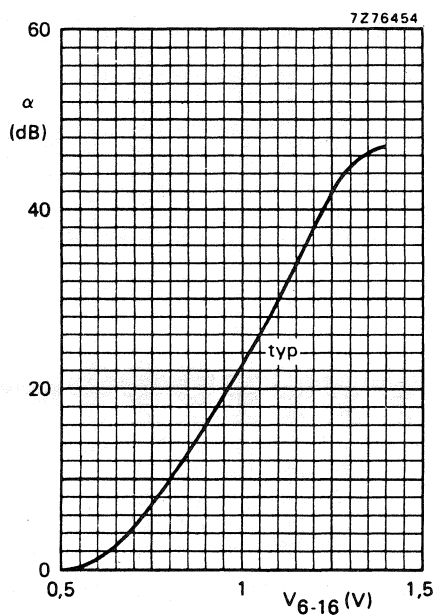


Fig. 13 - Separazione dei canali in funzione di V_{6-16} ad 1 kHz.

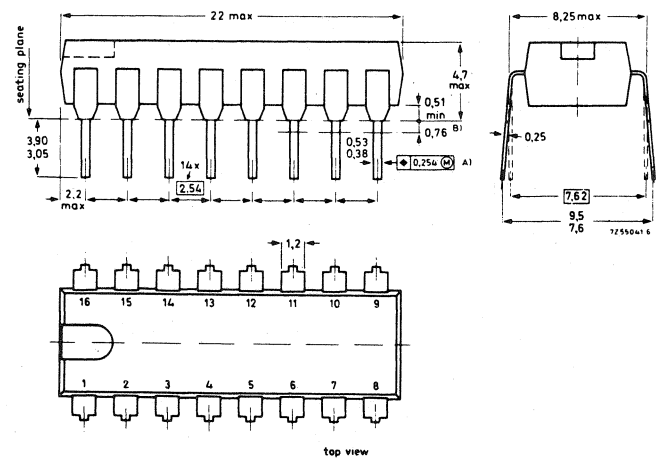


Fig. 14 - Dimensioni di ingombro e terminali dell'integrato TDA1005. Si tratta di un contenitore DIL a 16 terminali (SOT-38).