

**adres**

**SISTEMA AUTOMATICO DI  
ESPANSIONE DELLA  
GAMMA DINAMICA  
INFORMAZIONE  
TECNICA**

**Aurex**  
by TOSHIBA

# INDICE

1. La base .....	1
2. Il concetto e le caratteristiche di principio .....	2
3. Schema a blocchi .....	3
4. Principi di funzionamento .....	5
5. Funzionamento dei circuiti .....	7
5-1 Amplificatore a risposta variabile (VRA) .....	7
5-2 Preenfasi, deenfasi .....	8
5-3 Sensore del livello .....	8
5-4 Pesatura .....	9
5-5 Limitatore .....	9
6. Composizione dei circuiti integrati .....	10
7. Effetti del sistema .....	12
7-1 Effetto di riduzione del rumore sull'intera gamma di frequenza .....	12
7-2 Elevazione del livello di saturazione .....	12
7-3 Riduzione della distorsione (IM e THD) .....	13
7-4 Incrocio .....	14
7-5 Caratteristiche di copiaggio .....	14
8. Errore nel sistema di trasferimento del segnale.....	15

## 1. La base

Nel passato decennio abbiamo assistito ad un incredibile miglioramento delle prestazioni degli apparecchi audio ad alta fedeltà, sia per quanto riguarda la tecnica di registrazione che di riproduzione. Nel caso della registrazione, il sistema a piste multiple, con 16 fino a 24 canali, assicura una chiarezza del tono superiore ed un'immagine stereo che quasi non si trova nemmeno nell'ascolto dal vivo. Nel caso della riproduzione, invece, ogni giorno vengono annunciate sofisticate innovazioni concernenti le piastre di registrazione, le testine dei giradischi, gli amplificatori e le casse acustiche; il tutto per ottenere la massima corrispondenza del suono riprodotto con quello registrato.

La differenza prima tra un suono ascoltato dal vivo ed un suono riprodotto sta nella gamma dinamica. La gamma dinamica di un'orchestra ascoltata dal vivo, raggiunge a volte le 100 dB. Si dice che l'orecchio umano arriva a percepire fino a 120 dB. Per contro, la gamma dinamica di un disco o di apparecchio a nastro raggiunge le 70-90 dB (vedi tabella 1). Ciò è dovuto soprattutto alla parte più sottosviluppata dell'impianto ad alta fedeltà: il nastro magnetico.

Affinché il nastro magnetico possa fornire un miglior rapporto segnale/rumore, è necessario che disponga di una più ampia gamma dinamica; il che può essere realizzato migliorando il nastro stesso o usando una diversa tecnica dei circuiti di registrazione e riproduzione. Il nastro a cassetta, oggi così popolare, soffre di una gamma dinamica particolarmente ristretta. È vero che il nuovo nastro al metallo ha migliorato la gamma dinamica di 2-3 dB nelle frequenze medie e di 8-10 dB nelle alte frequenze, per finire, però, il livello generale non si stacca di molto dai valori tradizionali. Tanto per fare un esempio, le differenze tra un registratore a bobine aperte, a due piste, alla velocità di 38 cm il secondo ed una

piastra di registrazione (a cassetta), per quanto riguarda la capacità di immagazzinare informazioni sono le seguenti (si veda pure la tabella 2):

- Velocità nastro: 8 : 1
- Largezza piste: 3,4 : 1
- Area di registrazione per secondo: 27 : 1
- Volume di registrazione per secondo: 54 : 1

Per lungo tempo abbiamo pensato al mezzo migliore per minimizzare questa grande differenza tra il registratore a bobine e quello a cassetta, in modo da poter catturare e portare sul nastro a cassetta la gamma dinamica completa di un'orchestra registrata dal vivo!

Come si può immaginare da quanto appena detto, il sistema di riduzione del rumore è stato sviluppato nel tentativo di estendere la gamma dinamica, relativamente limitata, dei nastri a cassetta e dei dischi. In principio, si fa uso di una tecnica di compressione-espansione ("compansione") nei circuiti di elaborazione del segnale. Sul mercato ci sono ora parecchi tipi di sistemi di riduzione del rumore o di espansione della gamma dinamica, alcuni dei quali già integrati negli apparecchi per uso sia domestico che professionale.

L'effetto dei sistemi di riduzione del rumore elettronici è a volte eccessivo e questo causa un deterioramento delle caratteristiche dinamiche. È quindi necessario regolare le caratteristiche di compressione-espansione a seconda del mezzo di registrazione e delle risposte all'ascolto, in modo da ottenere la massima riduzione del rumore possibile senza però deteriorare la qualità generale del suono. L'adres è il sistema di espansione della gamma dinamica capace di soddisfare queste esigenze.

Tabella 1. Confronto delle prestazioni di mezzi di riproduzione diversi

	Risposta in frequenza (Hz)	Gamma dinamica (1 kHz)	Distorsione (%)	Segnale/rumore (dB)	Modulazione velocità (%WRMS)
Cassetta	20-20.000	75	1,5	60	0,04
Bobina (38 cm/sec)	20-20.000	85	0,7	70	0,025
Disco	20-20.000	90	0,5	70	0,02
Nastro digitale	0-20.000	Più di 96	0,01	Più di 96	Sotto la soglia degli strumenti
Orecchio umano	40-15.000	120	2	-	0,1
Cassetta con adres	<b>20-20.000</b>	<b>100</b>	<b>0,4</b>	<b>88</b>	<b>0,04</b>

Tabella 2. Differenza d'energia disponibile tra il registratore a bobina ed a cassetta

	Velocità nastro	Larghezza pista	Spessore copertura magnetica	Area registrazione per sec.	Volume registrazione per sec.
Cassetta	4,76 cm/s	0,6 mm x 2	6 μm	2,85	17,1
Bobina	38,0 cm/s	2,03 mm x 2	12 μm	77,14	925,7
Differenza energia (cassetta/bobina)	1/8	1/3,38	1/2	1/27	1/54

## 2. Il concetto e le caratteristiche di principio

adres significa Sistema automatico di espansione della gamma dinamica (in inglese: Automatic Dynamic Range Expansion System); come dice il nome, il fine è quello di fornire ai mezzi di registrazione e riproduzione una più vasta gamma dinamica. Nel senso più stretto della definizione, non sarebbe quindi molto corretto affermare che l'adres è un sistema di riduzione del rumore. Si tenga comunque presente che la riduzione del rumore è il primo e più importante effetto dell'adres. Oltre a ciò, l'adres realizza una maggiore MOL (in inglese: Maximum Output Level, livello massimo d'uscita) e riduce la distorsione, contribuendo così ad un'ulteriore espansione della gamma dinamica.

Il problema più difficile da risolvere applicando un sistema di riduzione del rumore ad un apparecchio a cassetta, è il cosiddetto fenomeno del soffio. La tecnica più efficace e semplice per ridurre il soffio è quella della divisione dello spettro. Lo svantaggio di questa tecnica, tuttavia, è che in tal modo si generano facilmente degli alti e bassi nella risposta in frequenza e che i segnali transitori vengono distorti (a meno che ogni banda spettrale sia ottimamente bilanciata tra il sistema di registrazione e di riproduzione). Inoltre, si disturba così la localizzazione dell'immagine stereo per il fatto che la fondamentale e le armoniche vengono trattate separatamente. Si tratta, insomma, di una tecnica che può essere applicata nel campo professionale, dove è assicurata una manutenzione e regolazione costante, ma meno negli apparecchi per uso domestico, tanto più che si richiede una precisione meccanica ed elettronica d'alto livello.

Per combattere l'effetto del soffio, l'adres impiega quindi un'altra tecnica: quella dell'enfasi variabile: una specie di sistema di regolazione della gamma intera. Questa tecnica permette anche di ottenere un MOL più alto, nelle alte frequenze. Grazie alla fissazione della gamma di regolazione ed alla risposta di limitazione della gamma di regolazione per il sistema ad enfasi variabile, l'adres consente una minor sensibilità all'errore di trasferimento del sistema di registrazione, offrendo così un più vasto campo di applicazione, compreso quello dei prodotti domestici.

Le caratteristiche principali del sistema adres sono le seguenti:

- (1) Il sistema a cassette, più compatto, dispone di una più vasta gamma dinamica: circa 100 dB a 1 kHz (più di 110 dB con apparecchi a bobine, a 38 cm/sec.)
- (2) Il rapporto segnale/rumore resta migliorato di circa 30 dB nelle alte frequenze e di circa 20 dB nelle medie e basse frequenze.
- (3) Diminuzione della distorsione nelle medie frequenze, alle quali l'orecchio umano è particolarmente sensibile.
- (4) Bassa distorsione anche ad alti livelli d'ingresso.
- (5) Localizzazione stabile e chiara della sorgente del suono originale nel campo acustico.
- (6) La più bassa sensibilità all'errore di trasferimento del sistema di registrazione consente una più facile applicazione del sistema agli apparecchi per uso domestico.
- (7) Parametri più stabili grazie all'uso di speciali circuiti integrati.

La figura 1 mostra il miglioramento dei dati relativi alla gamma dinamica ed alla distorsione con i sistemi a cassetta.

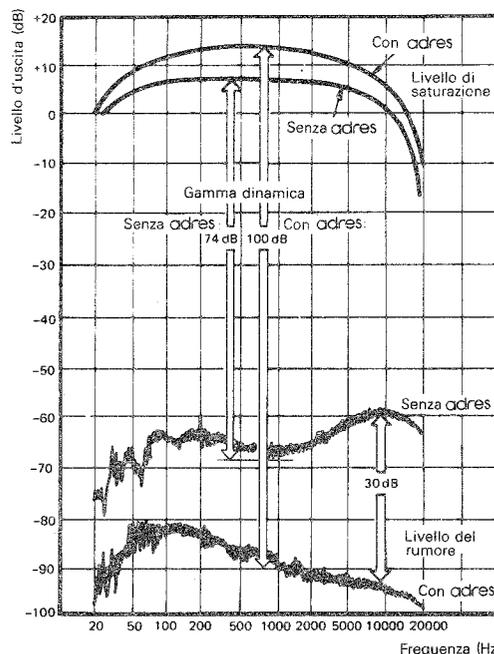


Figura 1a. Espansione della gamma dinamica con l'adres

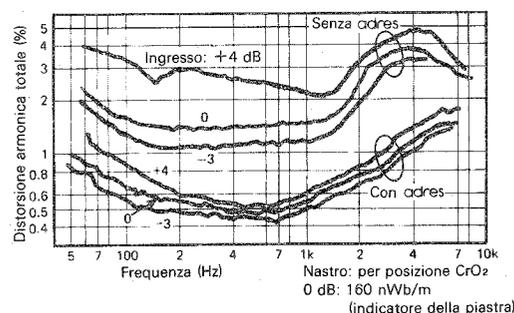


Figura 1b. Miglioramento delle caratteristiche di distorsione con l'adres

### 3. Schema a blocchi

Il sistema adres è disponibile in due forme: quale adattatore adres o quale piastra di registrazione, con il circuito adres incorporato. Il primo è indicato per chi avesse già una piastra di registrazione e non intende perdere l'occasione di migliorarne le prestazioni, evitando tuttavia un nuovo acquisto. La seconda offre in invece la comodità dell'apparecchio unico. In principio il sistema consiste di un

amplificatore (o amplificatori) a risposta variabile (VRA, in inglese: Variable Response Amplifier) e di circuiti di preenfasi, deenfasi, pesatura, come pure di un circuito sensore di livello e limitatore. Nella figura 2 è rappresentato lo schema a blocchi del sistema, mentre nella figura 3 e 4 vediamo, rispettivamente, lo schema a blocchi dell'adattatore adres e quello del circuito incorporato nella piastra di registrazione.

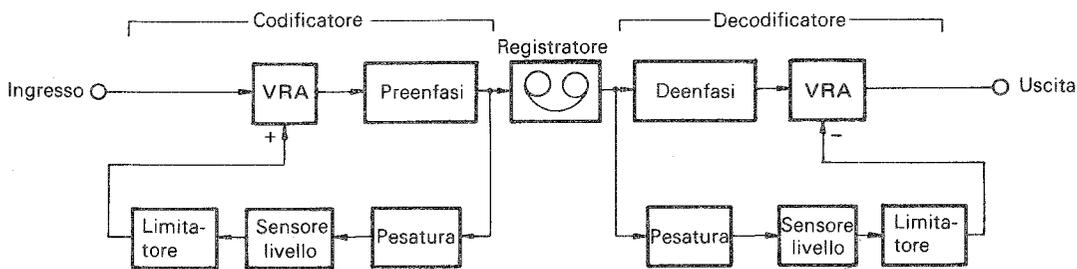


Figura 2. Schema a blocchi del sistema adres

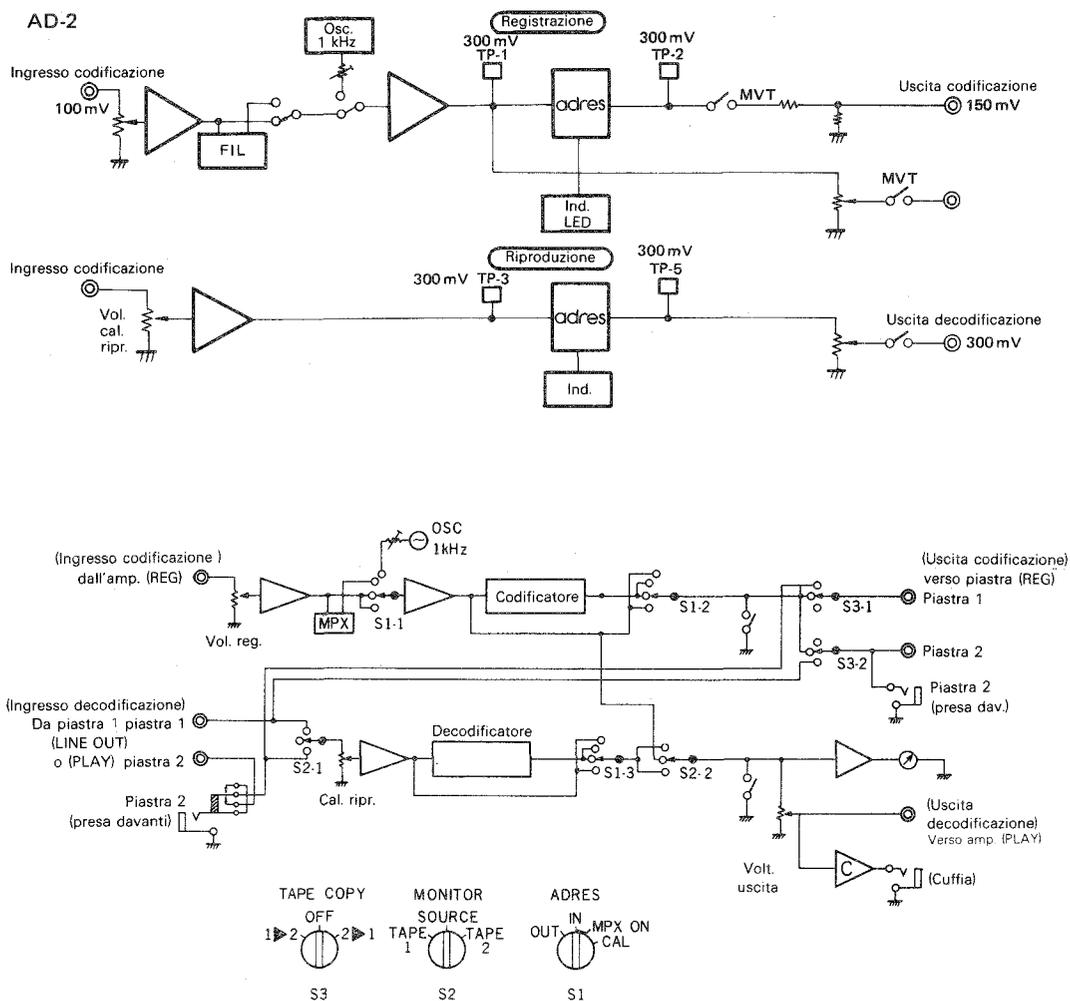


Figura 3. Schema a blocchi dell'adattatore adres

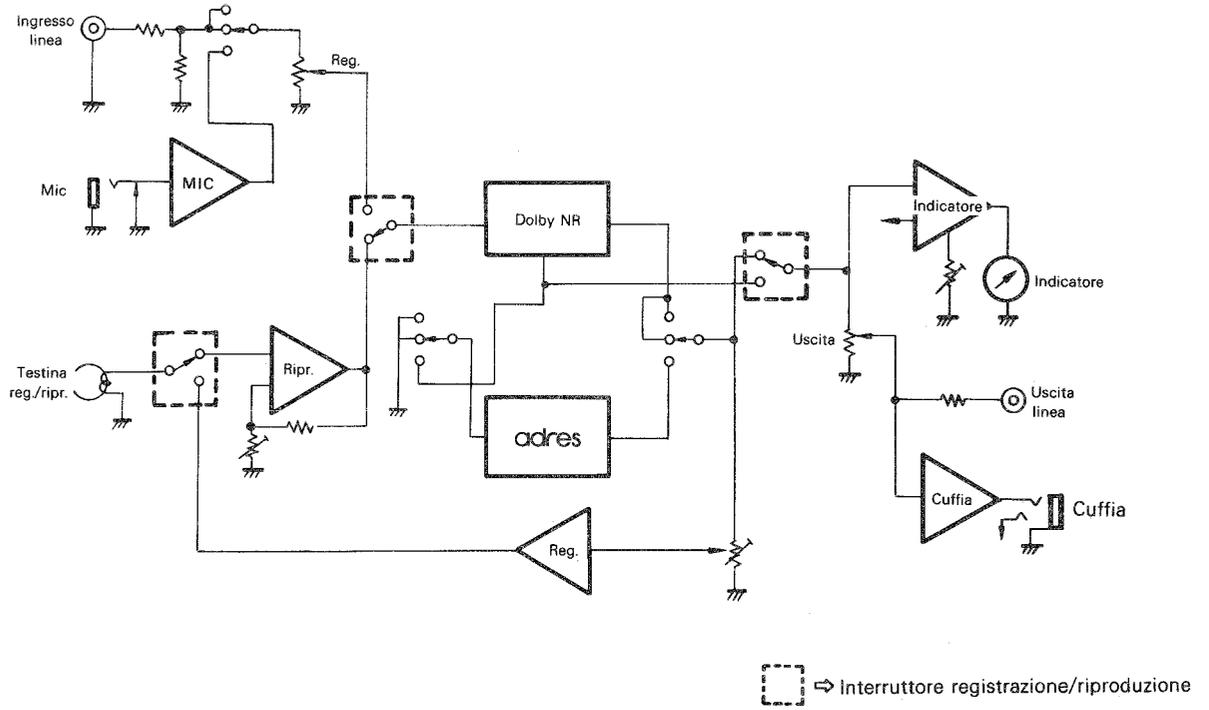


Figura 4. Schema a blocchi della piastra di registrazione adres

## 4. Principi di funzionamento

L'adres combina il sistema di compressione/espansione dell'intera gamma e a comando unico, con un fattore di "compansione" 1,5, con i circuiti ad enfasi variabile, con un'enfasi massima di 18 dB. Gli svantaggi inerenti al sistema di "compansione" vengono così eliminati dai circuiti ad enfasi variabili descritti di seguito.

### (a) Compressione/espansione ("compansione") dell'intera gamma, a comando unico:

La "compansione" del segnale è la tecnica usata più comunemente nei sistemi di riduzione del rumore, nei quali la gamma dinamica dei segnali musicali viene compressa, prima che il segnale venga registrato sul nastro, per venir poi di nuovo estesa in fase di riproduzione, in modo da ottenere un'espansione della gamma dell'intero sistema. Esempio: un segnale d'ingresso (sorgente A) di  $-90$  dB viene aumentato a  $-60$  dB prima di esser registrato e viene poi riportato al suo livello originale ( $-90$  dB) durante la riproduzione (vedi fig. 5) Così facendo, il rumore di sottofondo del nastro viene pure ridotto di 30 dB, mentre il livello del segnale originale rimane immutato. Un segnale d'ingresso di  $+12$  dB viene ridotto di 4 dB (e cioè a  $+8$  dB) prima della registrazione e viene aumentato dello stesso valore (fino a  $+12$  dB) durante la riproduzione. In questo caso, si è ottenuto un aumento di testa di 4 dB. In figura 6 sono rappresentati dei livelli simulati per il processo di compressione/espansione del segnale, con il risultante aumento della gamma dinamica e con la diminuzione del rumore.

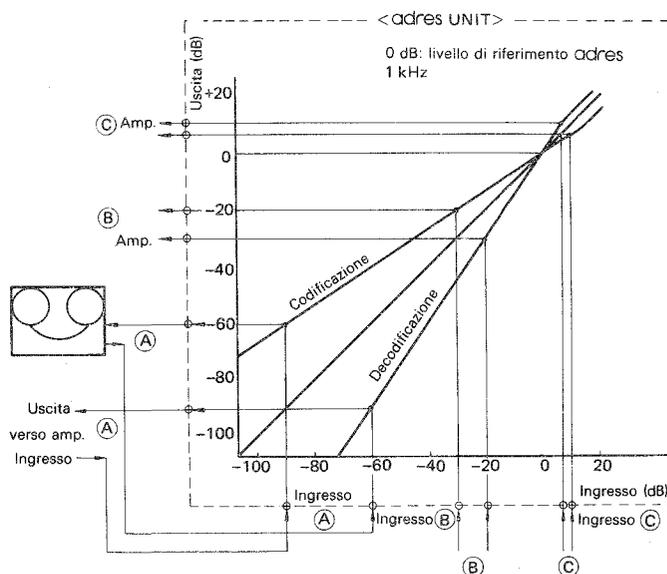
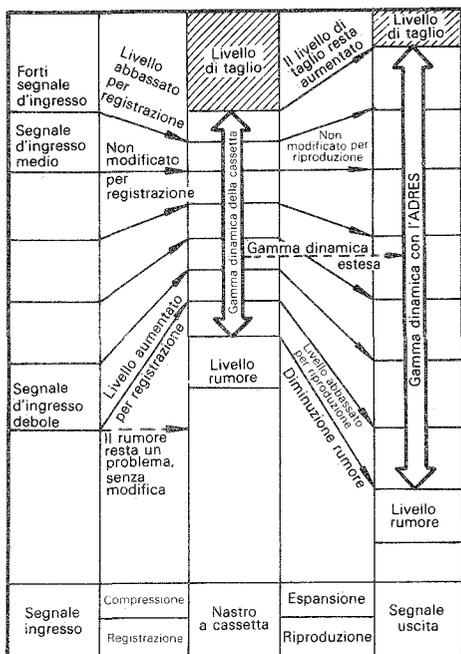


Figura 5. Caratteristiche d'ingresso e d'uscita

Codificazione e decodificazione a basse frequenze



Codificazione e decodificazione con alte frequenze

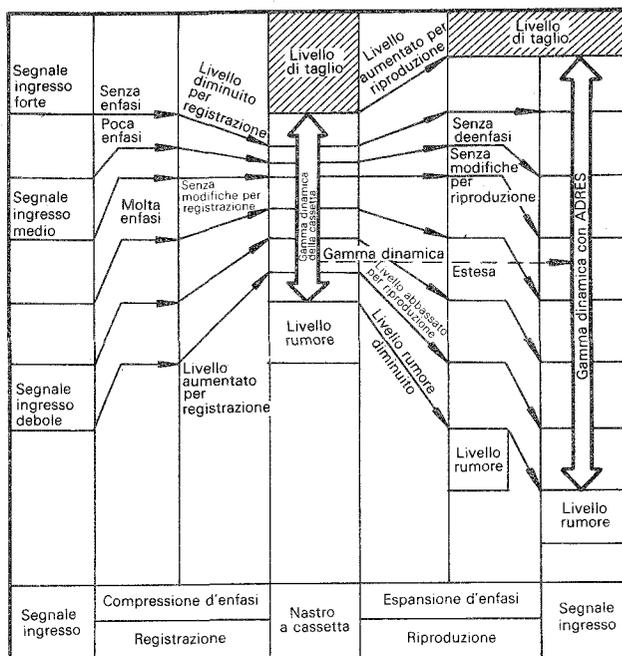


Figura 6. Principi di funzionamento dell'adres

**(b) Enfasi variabile**

Il miglioramento del rapporto segnale/rumore dipende dai livelli dei segnali d'ingresso. Se il fattore di "compansione" è di 1,5, il miglioramento è dato dalla formula seguente:

$$\text{Miglioramento segn./rum. (dB)} = \frac{-[\text{livello ingresso (dB)}]}{3}$$

Così, se il livello del segnale d'ingresso è relativamente basso, il livello del rumore viene portato praticamente al di sotto dei limiti dell'udibile. D'altra parte, ciò significa che il miglioramento del rapporto segnale/rumore è meno evidente a degli alti livelli del segnale d'ingresso. Questo è chiamato l'effetto del soffio ed è particolarmente disturbante quando il segnale musicale d'ingresso ha una densità relativamente bassa nel campo del tempo (come nel caso della musica di un piano) o ha una struttura armonica relativamente semplice, con una bassa densità dello spettro.

L'effetto del soffio può essere ridotto a livelli minimi sfruttando le caratteristiche d'ascolto dell'orecchio umano e cioè mascherandolo. Infatti, quando l'orecchio umano percepisce due segnali sonori diversi contemporaneamente (in questo caso, il segnale musicale e quello del rumore di fondo), quello di più basso livello resta mascherato, diciamo: nascosto, da quello di livello più alto.

Più la differenza di livello tra i segnali è grande e più riuscito è il mascheramento di quello di livello inferiore. Quando poi la differenza è sufficientemente grande, anche un rumore di sottofondo con delle componenti di una frequenza più elevata delle frequenze del segnale musicale non viene più percepito.

Si sa, un rumore con delle componenti ad alta frequenza disturba maggiormente l'orecchio umano. La figura 7 mostra le caratteristiche del numero di potenza del suono, ottenute sulla base del disturbo uditivo, del disturbo di comunicazione e della "rumorosità" dei rumori,

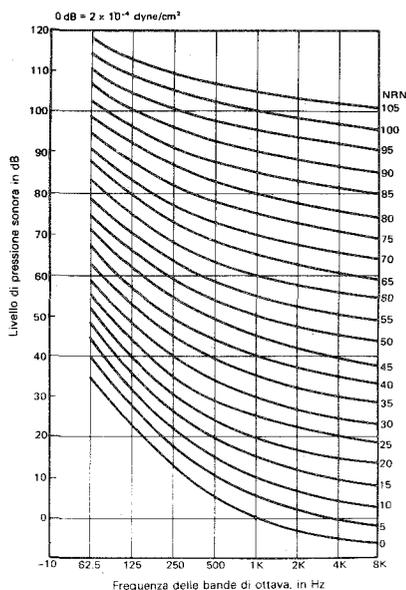


Figura 7. Curve del numero di potenza del suono (NRN)

tenendo conto dello spettro del rumore che influenza (negativamente) la capacità uditiva umana. L'asso orizzontale del grafico rappresenta le frequenze di centro del rumore delle bande d'ottava, mentre sull'asse verticale è riportato il livello di pressione sonora in ogni banda.

Ogni curva rappresenta la relazione tra livello del rumore e la frequenza di centro che procura la stessa "rumorosità". Seguendo questa teoria si nota tuttavia la tendenza

della distorsione ad aumentare nelle alte frequenze, in corrispondenza di ingressi più elevati; notiamo pure l'apparire di un rumore d'intermodulazione nel sistema di registrazione/riproduzione, il che può causare un ulteriore effetto di soffio. Sempre seguendo questa teoria è possibile assistere al manifestarsi del terzo tipo di effetto di soffio quando il livello delle frequenze medio-basse viene spinto verso l'alto dal circuito di deenfasi, il quale, solitamente, dovrebbe aver ridotto il livello di rumore nell'area delle alte frequenze.

Con l'adres, abbiamo regolato l'enfasi massima a 18 dB, in modo da assicurare un efficace mascheramento del rumore di fondo nelle frequenze medio-basse. Per quanto riguarda gli ingressi a livelli elevati, abbiamo ridotto la risposta d'enfasi, rendendola quasi piatta, allo scopo di ottenere un effetto di mascheramento al di fuori della gamma, nella regione delle alte frequenze. Siamo così riusciti ad eliminare il terzo effetto di soffio causato dall'azione inversa del circuito di deenfasi e pure ad evitare l'aumento della distorsione nelle alte frequenze, ad alti livelli d'ingresso.

Nella figura 8 vediamo la caratteristica statica del passaggio del segnale principale nel codificatore adres. Quando il livello del segnale d'ingresso è relativamente basso, il guadagno del circuito viene ad essere aumentato dall'azione di compressione, ed il segnale viene investito da maggior enfasi. Quando invece il livello del segnale d'ingresso è relativamente alto, il guadagno del circuito viene ridotto e la risposta in enfasi diventa praticamente piatta.

La figura 9 mostra una caratteristica statica del decodificatore adres nel quale il guadagno del circuito e la risposta in deenfasi vengono portate in una relazione di tipo contraria a quella nel circuito di codificazione, così da ottenere una funzione di trasferimento del sistema totale di 1.

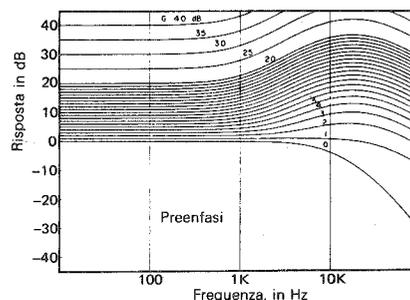


Figura 8. Risposta statica del codificatore adres

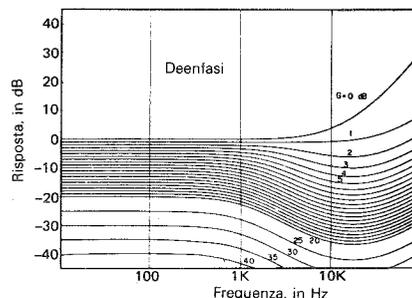


Figura 9. Risposta statica del decodificatore adres

La risposta in enfasi varia a seconda del livello d'ingresso. Ad alti livelli d'ingresso l'enfasi è elevata; a livelli medio-bassi, sotto le 10 dB, è media e diventa praticamente inesistente ad un livello d'ingresso al di sotto di 20 dB. Questa enfasi variabile è uno dei fattori che più contraddistingue l'adres e che più riduce l'influenza del disequilibrio tra i sistemi di registrazione e riproduzione, nella qualità del tono finale.

## 5. Funzionamento dei circuiti

I diagrammi a blocchi del sistema adres sono già stati presentati in figura 2. In questo capitolo vogliamo descrivere la funzione di ogni blocco rappresentato nei diagrammi citati.

### 5-1 Amplificatore a risposta variabile (VRA)

Il VRA (in inglese: Variable Response Amplifier) è il cuore del sistema adres. Regola il guadagno e la risposta in fasi per l'effettuazione della compressione/espansione del segnale, con un circuito integrato a chip unico: il VCA (Voltage Controlled Amplifier, amplificatore a voltaggio regolato). La configurazione base del suo circuito è rappresentata in figura 10a. La figura 10b, A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub>, invece, sono degli amplificatori ideali con un'impedenza d'ingresso infinita. Siccome i morsetti d'ingresso A<sub>1</sub> e A<sub>2</sub> sono delle messe a terra immaginarie, il voltaggio d'ingresso e<sub>i</sub> de e<sub>i</sub> viene convertito in un flusso di corrente proporzionale I<sub>i</sub> da e<sub>i</sub>/R. Q<sub>1</sub> (usando la sua I<sub>C</sub> in funzione di V<sub>BE</sub>) fornisce il voltaggio d'uscita V<sub>e</sub>, il quale è la conversione logaritmica della mezza onda negativa della corrente d'ingresso I<sub>i</sub>. Il transistor Q<sub>3</sub> (usando il suo V<sub>BE</sub> in funzione della I<sub>C</sub>) fornisce una corrente di uscita I<sub>a</sub>, la quale è la conversione logaritmica della mezza onda negativa V<sub>e</sub>. Allo stesso modo, Q<sub>4</sub> fa uso del V<sub>BE</sub>, in funzione di I<sub>C</sub>, per fornire la corrente d'uscita I<sub>o</sub>, la quale è la conversione logaritmica della mezza onda negativa di V<sub>e</sub>. La corrente I<sub>o</sub> è convertita in un corrispondante voltaggio e<sub>o</sub> da R x I<sub>o</sub>.

La sequenza di cui sopra viene espressa mediante equazioni, nel modo seguente:

Essendo V<sub>e</sub> la conversione logaritmica del voltaggio d'ingresso e<sub>i</sub>, è:

$$V_e = I_n e_i$$

Superponendo il voltaggio di regolazione CC su V<sub>e</sub>, si ottiene:

$$V_e = I_n e_i + V_C$$

Essendo il voltaggio d'uscita e<sub>o</sub> una conversione logaritmica di V<sub>e</sub>, si ha:

$$e_o = \exp(I_n e_i + V_C) = e_i \exp V_C$$

Per cui, il voltaggio d'uscita e<sub>o</sub>, e di conseguenza il guadagno del circuito, possono essere regolati regolando il voltaggio CC V<sub>C</sub>.

La figura 10a mostra un VRA per il codificatore. la sua funzione di trasferimento è la seguente:

$$H_e(s) = G_e \frac{R_3}{R_1} \frac{1 + SC_2(R_2 - R_1/G_e)}{1 + SC_2R_2} \dots (1)$$

dove S = jw.

La figura 10c mostra un VRA per il decodificatore. la sua funzione di trasferimento è la seguente:

$$H_d(s) = G_d \frac{R_3}{R_1} \frac{1 + SC_2R_2}{1 + SC_2(R_2 - R_1 G_d)} \dots (2)$$

Le equazioni (1) e (2) si complementano l'un l'altra.

In pratica, il guadagno VCA viene variato del voltaggio di comando V<sub>C</sub>. Se il livello del segnale d'ingresso è relativamente basso durante la codificazione, il guadagno VCA viene aumentato, in modo da funzionare indipendentemente dal filtro passa-alto (HPF). Con l'aumentare del livello del segnale d'ingresso, il guadagno VCA tende a 1 e la risposta in frequenza del segnale d'ingresso viene influenzata (negativamente) dal filtro passa-alto inserito. In altre, parole, se il livello del segnale d'ingresso che entra nel codificatore è relativamente basso, la risposta in frequenza d'uscita del codificatore è piatta. Aumentando il livello del segnale d'ingresso, la risposta in alta frequenza dell'uscita del codificatore diminuisce con con il diminuire del guadagno VCA. Le funzioni di trasferimento espresse dalle equazioni (1)

e (2) sono rappresentate in figura 10c.

In figura 10a, la risposta in frequenza dell'amplificatore è quasi piatta quando il guadagno è maggiore di 20 dB; è di -3 dB nella regione delle alte frequenze, con un guadagno di 10 dB, e diminuisce ulteriormente con il diminuire del guadagno dell'amplificatore.

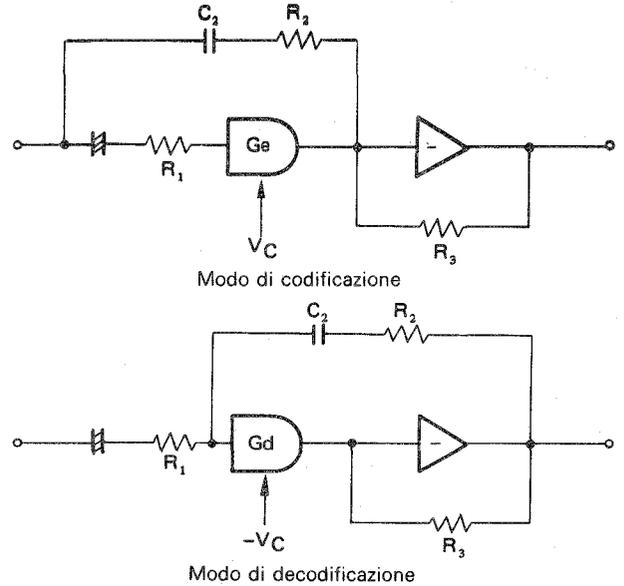


Figura 10a. Configurazione del circuito VRA

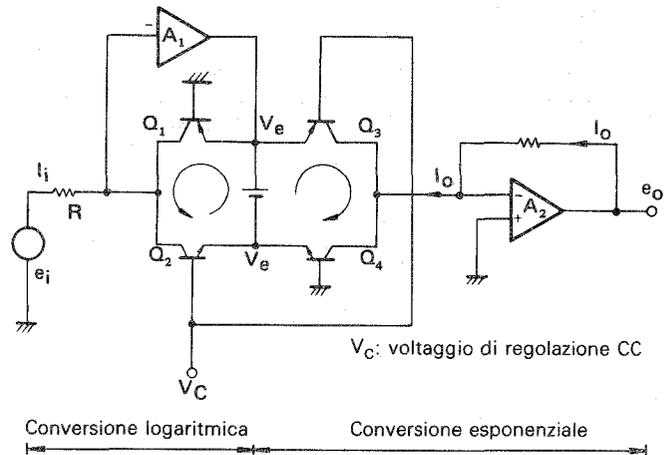


Figura 10b. Configurazione base del circuito VCA

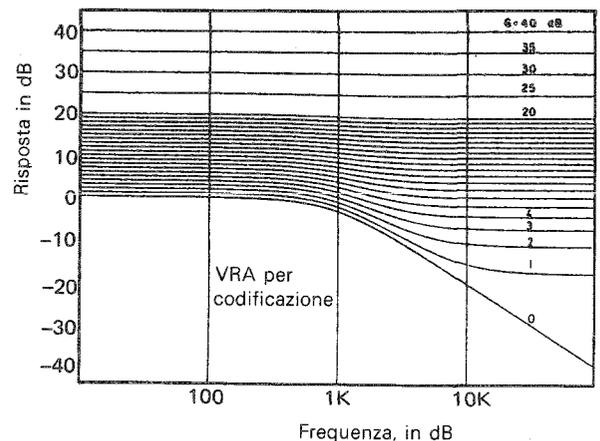


Figura 10c. Funzione di trasferimento dell'amplificatore a risposta variabile per il codificatore

### 5-2 Circuiti di preenfasi e deenfasi

Prima di essere registrati, i segnali musicali passano attraverso il circuito di preenfasi per enfatizzare la loro risposta in frequenza. Durante la riproduzione i segnali passano invece attraverso il circuito di deenfasi, per ridurre il rumore di fondo, ristabilendo nel contempo il livello originario. Le risposte in preenfasi e deenfasi sono illustrate graficamente in figura 11. In figura 8 troviamo la rappresentazione della combinazione della risposta in preenfasi e della risposta VRA (fig. 10), quale caratteristica statica del passo principale del segnale nel codificatore.

Come mostrato in figura 8, quando il livello del segnale d'ingresso è medio-basso, il guadagno dell'amplificatore viene aumentato per comprimere l'ampiezza del segnale mentre, nel contempo, il fattore di preenfasi viene pure aumentato per spingere verso l'alto i livelli delle alte frequenze. Quando il livello del segnale d'ingresso è relativamente alto, sia il guadagno dell'amplificatore che il fattore di preenfasi vengono ridotti per evitare la saturazione del nastro e l'apparire del rumore di modulazione.

Combinando la risposta VRA del decodificatore, data dall'equazione (3), con la risposta di deenfasi illustrata in figura 11, si ottiene una risposta completamente complementare alla risposta del codificatore, rappresentata in figura 8. Come risultato, la risposta in frequenza totale diventa completamente piatta, attraverso il codificatore ed il decodificatore.

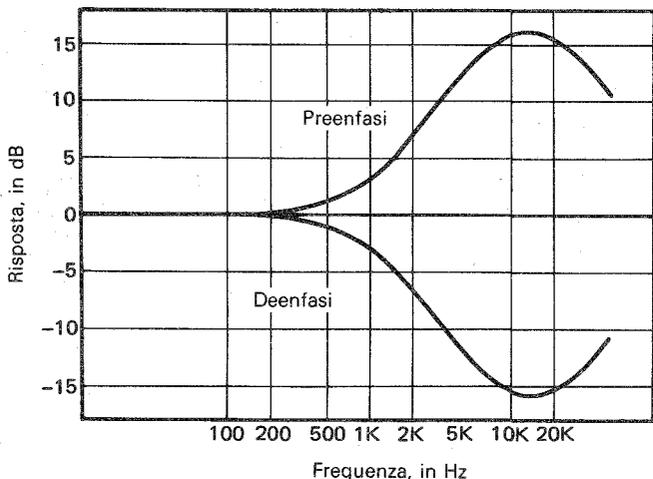


Figura 11. Risposta in preenfasi e deenfasi, fisse

### 5-3 Sensore del livello

Il sensore del livello fa uso della tecnica dell'amplificatore logaritmico per identificare i livelli dei segnali d'ingresso, con un'alta precisione, su tutta una vasta gamma dinamica. la configurazione base del circuito del sensore di livello usato nell'adres è rappresentata in figura 12.

Il sensore di livello consiste di un amplificatore logaritmico, un amplificatore doppio, un rettificatore d'onda piena e di un circuito di livellamento. Sia  $A_1$  un amplificatore ideale; il voltaggio d'ingresso  $e_i$  viene convertito in corrente proporzionale  $I_i (= e_i/R)$ , che si sposta ed entra in  $Q_1$  e  $Q_2$ . Il mezzo ciclo positivo di  $I_i$  passa per  $Q_1$ . Siccome, a questo momento, il punto (1) è una messa a terra immaginaria, il voltaggio  $e_i$  al punto (2) cambia, verso la direzione negativa. Allo stesso modo, il mezzo ciclo negativo di  $I_i$  passa attraverso  $Q_2$  e causa la modifica di  $e_i$ , al punto (2), verso la direzione positiva. Ne risulta che  $e_i$ , al punto (2) è proporzionale al logaritmo della corrente d'ingresso  $I_i$ .

Il voltaggio  $e_i$  viene allora amplificato di  $\pm 2$  ed il suo mezzo ciclo positivo e negativo vengono rettificati rispettivamente da  $Q_3$  e  $Q_4$ .

Il doppio voltaggio ( $2e_i$ ) viene convertito nella corrente corrispondente prima di passare attraverso il diodo di uscita. Quando il potenziale è fisso, al punto (3), la variazione di voltaggio di  $2e_i$  è identica a quella attraverso il diodo di uscita e la corrente di uscita  $I_{OUT}$  è il quadrato della corrente d'ingresso  $I_i$  (il doppio nel sistema logaritmico corrisponde al quadrato nel sistema lineare). La corrente di uscita  $I_{OUT}$  è livellato da un condensatore. Siccome le cariche elettriche entranti nel condensatore a dati intervalli sono identiche a quelle scaricate dal condensatore agli stessi intervalli, l'uscita del sensore di livello diventa proporzionale al logaritmo del quadrato del valore medio del voltaggio d'ingresso. Questa uscita del sensore di livello è usata per regolare il VRA di cui si è parlato precedentemente.

**NOTA:** I modelli discussi fin qui sono dei modelli semplificati. I circuiti realmente usati nell'adres differiscono quindi leggermente da quelli descritti.

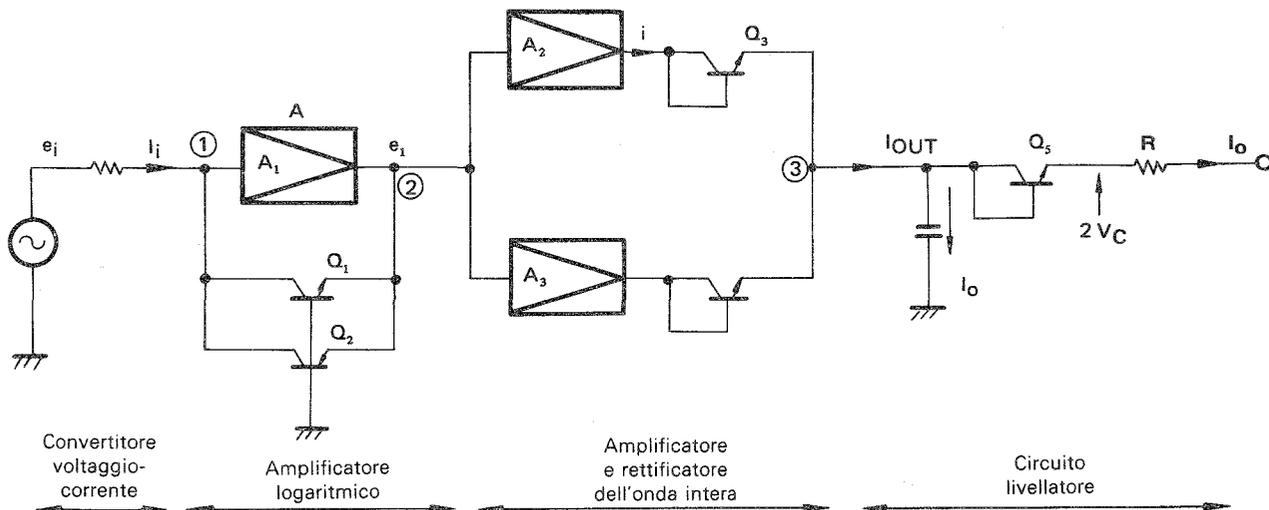


Figura 12. Configurazione di base dell'amplificatore rms.

La figura 13 mostra la risposta d'impulsione del tono (tone-burst response) del codificatore e decodificatore. La costante del tempo di salita su un segnale d'impulsione del tono è uno dei parametri più importanti nei sistemi di riduzione del rumore. Se questa costante è troppo elevata, un segnale d'ingresso a salita troppo ripida causa il sorpassamento e ne risulta un taglio (una sbavatura) dell'uscita. Se invece è troppo piccola, il sistema di riduzione del rumore può produrre un deterioramento della qualità del tono a causa di una distorsione di fase causata dal mezzo di registrazione. Il sensore di livello rms, però, fa uso di un sistema di conversione logaritmica ed assicura una risposta d'impulsione ideale, in quanto la costante del tempo di salita è non lineare.

Questa costante del tempo di salita non lineare varia su valori di tre cifre, sui bordi di testa dei segnali (da 2 a 20 ms con una sorgente reale). Questa costante temporale per i bordi di coda dei segnali è costante (23,8 ms/dB), in quanto è caratterizzata da uno scaricamento di corrente costante.

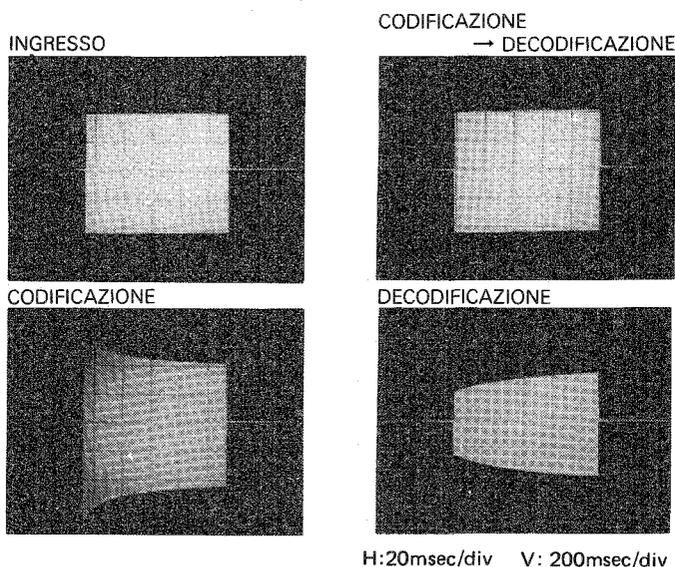


Figura 13. Risposte d'impulsione del tono AD-4 del codificatore e decodificatore (1 kHz)

#### 5-4 Circuito di pesatura

L'adres impedisce la saturazione del nastro nelle alte frequenze, aumentando la sensibilità alle alte frequenze del suo sensore di livello e riducendo il livello di preenfasi (nella regione delle alte frequenze). Ciò viene realizzato pesando i livelli delle alte frequenze in un circuito di pesatura. In figura 14 è rappresentata la risposta in frequenza del circuito di pesatura.

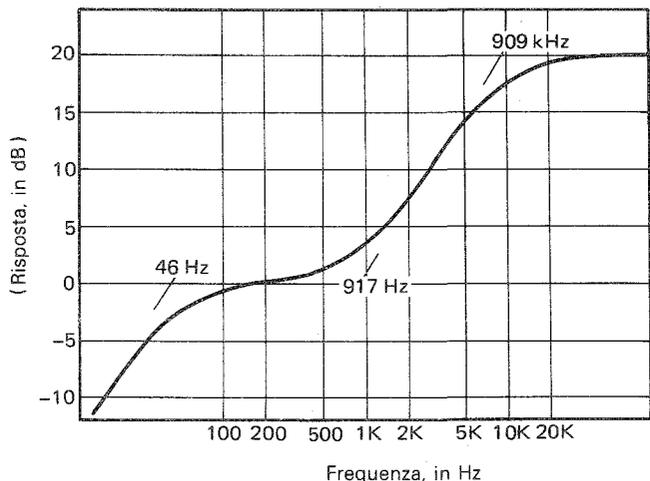


Figura 14. Reticolato di pesatura

#### 5-5 Circuito limitatore

Quando, in figura 8, il guadagno dell'amplificatore si avvicina a 1 dB, la risposta in frequenza totale può presentare un alto o un basso a causa delle forti curve di preenfasi e deenfasi, a meno che i livelli dei segnali vengano a coincidere perfettamente nel sistema di registrazione e di riproduzione. Per eliminare questo fenomeno, si è previsto un limitatore con le caratteristiche di limitazione illustrate in figura 15a. La figura mostra pure la risposta in preenfasi in funzione dei livelli d'ingresso del sensore di livello (b) e della sensibilità all'errore (c). La sensibilità all'errore è di al massimo 1 dB/dB ad un alto livello d'ingresso e di 0,6 dB/dB ad un livello d'ingresso minore di 0 dB. In pratica, è di 0,2 dB, se non meno, all'interno di quasi tutta la gamma dinamica alla quale appartengono i segnali sonori di una musica normale. Ciò significa che la regolazione del livello può essere eseguita senza dover far ricorso a nessun standard di alta precisione.

Ove  $R_1 = R_2$ , le equazioni (1) e (2) sono soddisfatte con, rispettivamente  $G_e > 1$  e  $G_d < 1$ . Il limitatore, quindi, è pure di aiuto per mantenere il voltaggio di regolazione  $V_C$  all'interno di questi limiti.

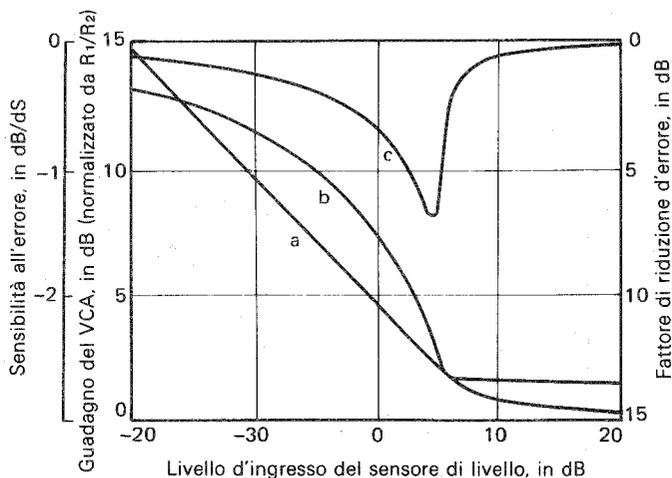


Figura 15. Risposta del limitatore

## 6. Composizione dei circuiti integrati

Come detto precedentemente, il VRA è il cuore dell'adres. Il VCA, a sua volta, è il nucleo del VRA e, insieme con il sensore di livello, rappresenta il fattore più importante per la determinazione sia del rendimento che del costo del sistema nel suo insieme. Per l'adres, abbiamo sviluppato un CI (circuitto integrato) monolitico che integra i seguenti blocchi funzionali principali in un unico chip (vedi fig. 16).

### (1) Sensore del livello

La configurazione base del sensore del livello è rappresentata in figura 17. La relazione ingresso/uscita è data in questo caso dalla formula:

$$V_c = V_{Tn} \frac{(\text{valore quasi limite rms di } e)^2}{r^2 |o|_1}$$

dove:  $V_T = kT/q$

Per quanto riguarda la linearità e la risposta in frequenza, si è messo l'accento sui punti seguenti, per ottenere un sensore del livello con la più ampia gamma dinamica, come mostrato in figura 18:

- Eliminazione della degradazione della linearità (dovuta alla corrente d'ingresso di un amplificatore operazionale), nella regione di bassa corrente.
- Alta rapidità di risposta e buona linearità dell'amplificatore nelle alte frequenze.
- Liberazione dalla degradazione della linearità (dovuta alla capacità di giunzione di dispositivi logaritmici) nelle alte frequenze.

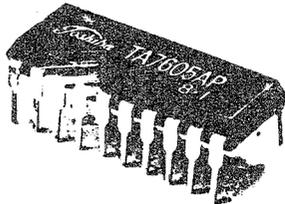


Figura 16. CI monolitico, TA7605AP

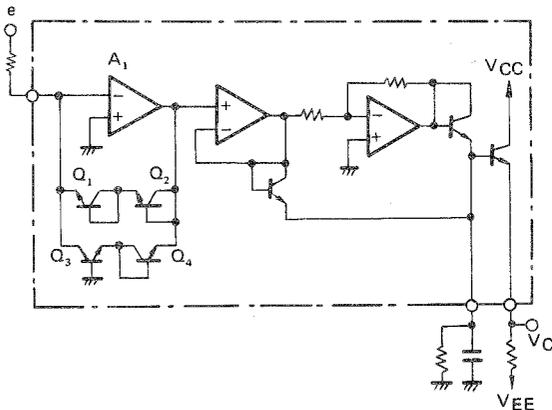


Figura 17. Circuito equivalente per il CT sensore di livello

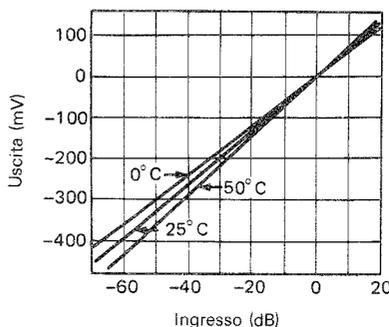


Figura 18. Risposta d'ingresso-uscita del sensore di livello

### (2) VCA

La configurazione base del VCA è rappresentata in figura 19. Per ottenere delle paia di dispositivi complementari con alta linearità per il VCA a CI, si è fatto uso di un circuito equivalente PNP, che fa uso di un transistor NPN e di uno specchio di corrente d'amplificazione OP (rappresentato all'interno della linea tratteggiata). Il guadagno di voltaggio del VCA è dato da:

$$A = \exp(V_c/V_t)$$

Questa risposta di guadagno è rappresentata in figura 20. Le dipendenze dalla temperatura, visibili nelle curve di figura 18 e 20, vengono annullate combinandole tra di loro.

Delle misure simili a quelle prese per il sensore di livello sono state applicate anche nel VCA. Oltre a ciò, l'equilibrio termico ed elettrico del VCA sono attentamente regolati, in modo da assicurare la linearità della risposta transitoria.

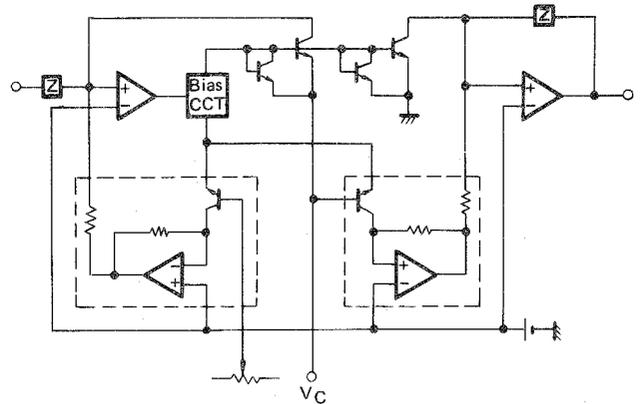


Figura 19. Circuito equivalente per il CI VCA

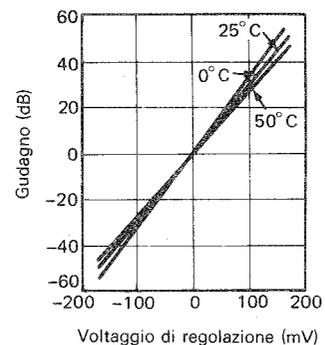
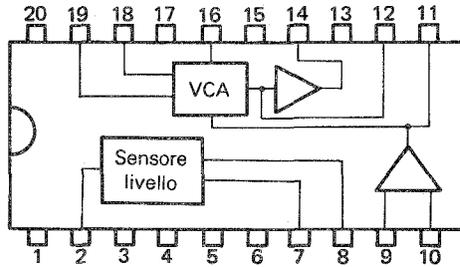


Figura 20. Risposta di regolazione del VCA

Questa composizione dei circuiti integrati offre un'alta stabilità del sistema a dei costi relativamente bassi; inoltre, è libera dalle influenze di dispositivi diversi come pure dalla distorsione ed errore di tracciamento dovuti a gradienti termici che caratterizzano i circuiti discreti. I valori dei CI sono elencati nei dati tecnici del TA7605AP.

*Dati tecnici del TA7605AP*

Schema a blocchi e configurazione dei contatti  
(blocco di plastica a 20 contatti in linea, doppio)



*Configurazione interna del TA7605AP*

- |                                       |                                      |
|---------------------------------------|--------------------------------------|
| Contatto 1: VEE                       | 2: Ingresso sensore livello          |
| 3: Compensazione di fase              | 4: Compensazione di fase             |
| 5: Terra                              | 6: VCC                               |
| 7: Terminale di costante tempo salita | 8: Uscita sensore rms                |
| 9: Ingresso d'inversione ampl. OP     | 10: Ingresso non inversione ampl. OP |
| 11: Uscita ampl. OP                   | 12: Ingresso ampl. OP                |
| 13: Terra                             | 14: Uscita VCA                       |
| 15: VEE                               | 16: Compensazione di fase            |
| 17: Compensazione di fase             | 18: Ingresso VCA                     |
| 19: Ingresso bilancia VCA             | 20: VCC                              |

Prestazioni massime assolute (Ta = 25°C)

Elemento	Simbolo	Prestazione	Unità
Voltaggio d'alimentazione	VCC, VEE	±12	V
Consumo di potenza	PD	1000	mW
Temperatura di funzionamento	Topr	0~+75	°C
Temperatura di conservazione	Tstg	-65~+175	°C

## 7. Effetti del sistema

### 7-1 Riduzione del rumore sull'intera gamma di frequenza

In figura 21 è rappresentato lo spettro di un rumore non-segnale ottenuto con una piastra di registrazione dotata dell'adres. Confrontandolo con quello ottenuto senza adres, si nota che il livello del rumore è ridotto di circa 30 dB nella regione delle alte frequenze e di circa 20 dB nella regione delle frequenze medio-basse. In figura 21 è pure riportata parte della risposta NRN (rappresentata in figura 7), supponendo che un segnale di 0 dB sia riprodotto a 77 dBspi. Il livello del rumore senza adres aumenta da circa NRN10 a NRN40, con l'aumentare della frequenza, mentre, con l'adres, esso diminuisce dalle frequenze medie verso quelle alte seguendo la curva NRN10. Ciò significa che la distribuzione dello spettro del rumore con l'adres è poco appariscente, in confronto con quella ottenuta senza adres. Ne segue che il soffio del rumore di fondo ai livelli dei segnali medio-bassi viene praticamente spostato al di sotto di qualsiasi livello udibile.

La riduzione del rumore ottenuta con il sistema di riduzione del rumore attualmente più popolare è rappresentata in figura 22. Confrontandola con quella dell'adres, si nota che quest'ultimo offre una riduzione del rumore su tutto l'intero spettro delle frequenze udibili, da 20 Hz a 20 kHz e realizza un'espansione della gamma dinamica di fino a 100 dB. I segnali riprodotti con e senza adres sono raffigurati in figura 23.

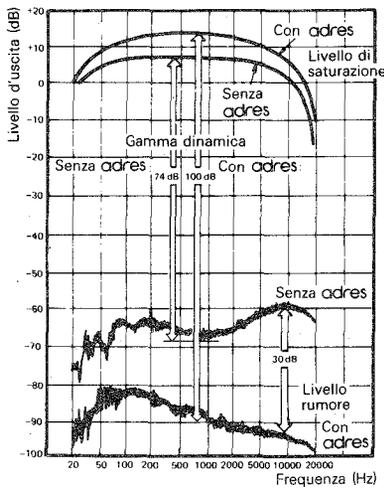


Figura 21. Effetto adres

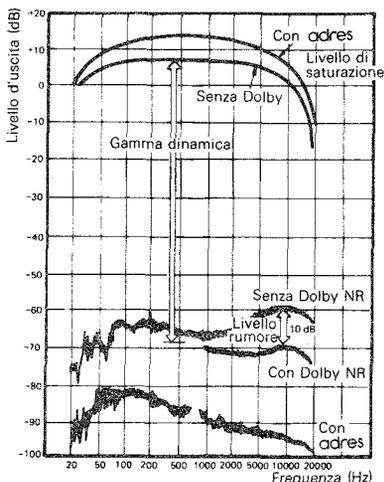
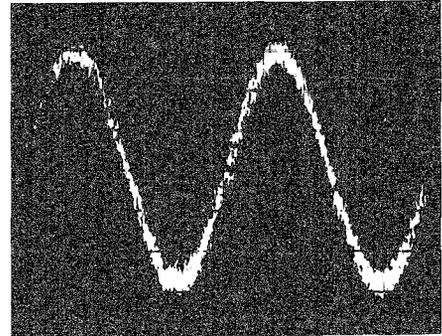
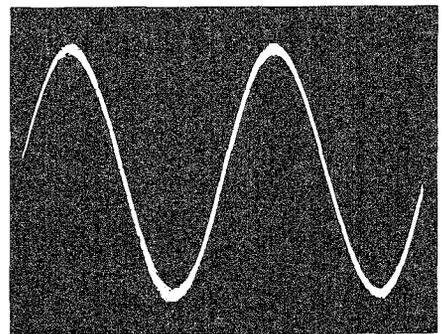


Figura 22.



(a) Senza adres, Reg.-Ripr. 400 Hz, -30 dB, nastro posizione CrO<sub>2</sub>



(b) Con adres, Reg.-Ripr. 400 Hz, -30 dB, nastro posizione CrO<sub>2</sub>

Figura 23. Segnali di registrazione/riproduzione con e senza adres

### 7-2 Elevazione del livello di saturazione

In figura 24 vediamo rappresentata la risposta del MOL (livello massimo d'uscita) con e senza adres. Come detto precedentemente, l'adres offre un maggior margine di picco e, quindi, una maggior risposta del MOL. La gamma dinamica di 75 dB a 1 kHz senza adres, aumenta a 100 dB, usando l'adres. Il miglioramento del livello di saturazione non resta limitato ad una ristretta gamma di frequenza, ma si espande su tutta l'intera gamma di frequenza udibile (vedi figura 24).

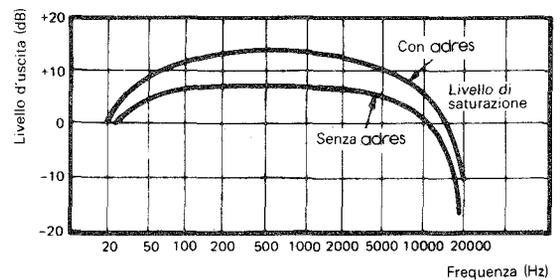


Figura 24. Risposta MOL (livello massimo d'uscita)

### 7-3 Riduzione della distorsione

La distorsione armonica dei segnali di frequenza media si manifesta nella gamma delle alte frequenze. Per quanto concerne i segnali di livello medio-basso, l'adres riduce decisamente i livelli dei segnali ad alta frequenza contenenti la più alta distorsione armonica della gamma delle frequenze medie, riducendo così il livello di distorsione nella gamma media. Ad un livello d'ingresso più elevato, l'adres riduce pure la distorsione che può risultare dalla saturazione del nastro. La figura 25 rappresenta la distorsione in funzione della saturazione del nastro, con e senza adres. Come si vede nella figura, la distorsione con l'adres è di 1/3 fino a 1/6 quella senza l'adres, anche ai massimi livelli d'ingresso.

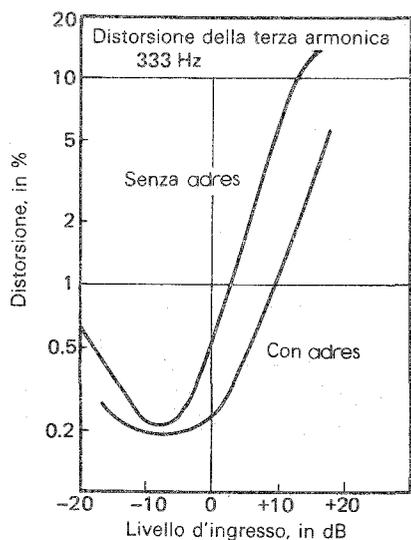


Figura 25. Curva della distorsione in funzione dell'ingresso

In figura 26a e 26b troviamo invece la curva della distorsione in funzione della risposta in frequenza, rispettivamente con e senza adres. Questi sono i risultati ottenuti dalla misurazione della distorsione armonica in funzione della frequenza, a livelli d'ingresso di -3, 0 e +4 dB (0 dB = 160 pW/mm), i quali ultimi sono dei valori decisivi per la determinazione dell'energia della sorgente sonora, per la regolazione del livello. In figura 26a notasi la distorsione dipendere in grande misura sia dai livelli d'ingresso che dalle frequenze. In figura 26b, invece, la distorsione sembra dipendere ben poco dai livelli d'ingresso o dalle frequenze e la distorsione stessa appare molto più bassa che senza adres. Come mostrato dalle due figure, l'indipendenza della distorsione dai livelli d'ingresso e dalle frequenze, così come la più bassa distorsione su tutto lo spettro delle frequenze si traduce in una capacità di registrare/riprodurre con una maggior fedeltà.

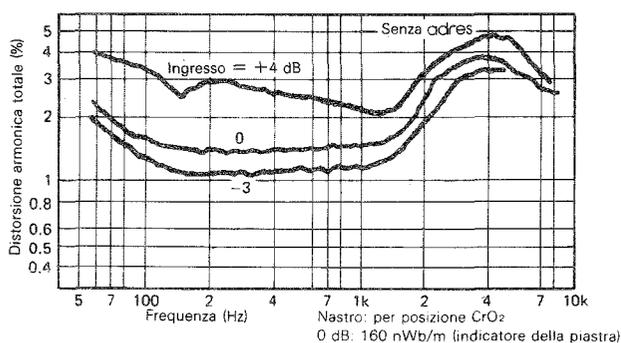


Figura 26a. Distorsione in funzione della frequenza, senza adres

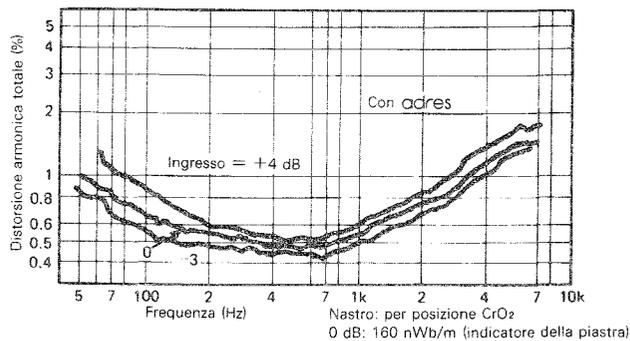
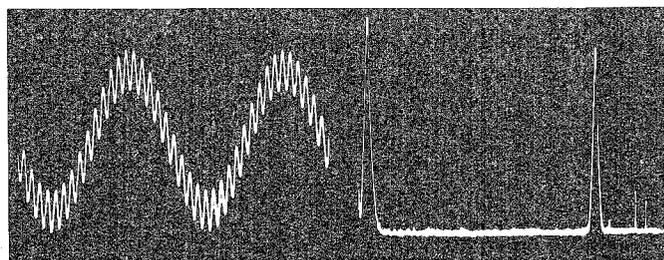
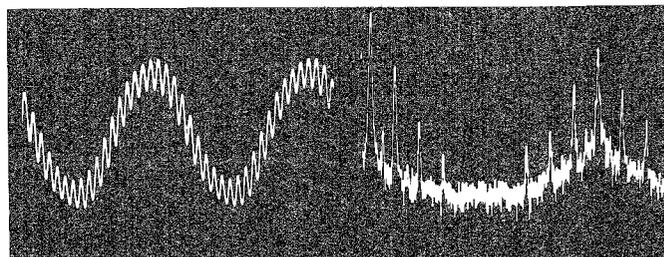


Figura 26b. Distorsione in funzione della frequenza, con adres

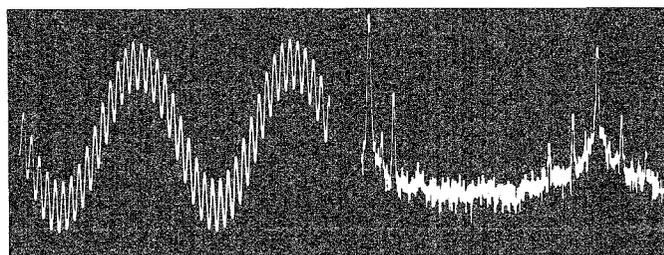
Consideriamo ora la figura 27. In essa sono riportati gli spettri ottenuti registrando e riproducendo un segnale composto di un'onda sinusoidale di 400 Hz ed un'onda sinusoidale di 8 kHz, ad un livello di 14 dB inferiore a quello dello stesso segnale, con e senza adres (livello di registrazione: +10 dB). Le foto a, b e c di questa figura mostrano, rispettivamente, la forma d'onda del segnale d'ingresso ed il suo spettro, la forma d'onda di riproduzione ed il suo spettro senza adres e la forma d'onda di riproduzione ed il suo spettro con l'adres. Senza adres, si osserva non solo un'importante quantità di armoniche dispari, ma anche che l'ampiezza del segnale di 8 kHz viene considerevolmente ridotta e che la distorsione d'intermodulazione è piuttosto alta. Come si vede nella foto c, queste deficienze restano decisamente limitate con l'adres.



(a) Ingresso (400 Hz, 8 kHz, -14 dB), 2 sec/DIV.



(b) Senza adres, Reg.-Ripr. +10 dB, nastro posizione CrO2



(c) Con adres, Reg.-Ripr. +10 dB, nastro posizione CrO2

Figura 27. Forma d'onda della distorsione e spettro

### 7-4 Incrocio

L'incrocio è un fenomeno nel quale un segnale "slitta" da un canale all'altro. Con gli apparecchi stereo a cassetta a 4 piste e 2 canali, per esempio, l'incrocio si manifesta tra i canali destro e sinistro e tra piste adiacenti.

Come mostrato in figura 28, il problema dell'incrocio resta notevolmente ridotto con l'adres; ottenendo così una chiara localizzazione dell'immagine stereo.

### 7-5 Copiaggio nastro con rapporto segnale/rumore migliorato

Eseguendo un copiaggio di un nastro con due piastre di registrazione simili, il rapporto segnale/rumore viene ridotto da 60 a 57 dB con il primo copiaggio, da 57 a 55 dB con il secondo, da 55 a 54 dB con il terzo e così via. In generale, il rapporto segnale/rumore di un nastro viene ridotto di:  $20 \log_{10} \sqrt{n + 1}$  dB, rispetto al nastro originale, dopo n copiaggi.

Con l'adres è possibile mantenere il rapporto segnale/rumore originale, anche dopo ripetuti copiaggi (vedi fig. 29).

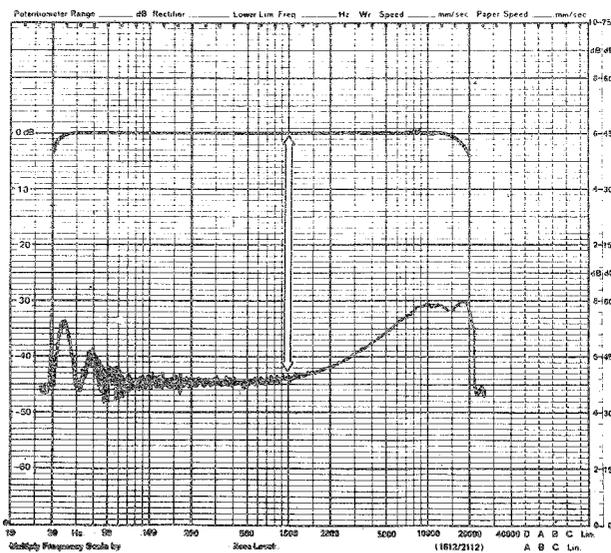


Figura 28a. Incrocio, senza adres  
(dal canale sinistro al destro;  
nastro per posizione CrO<sub>2</sub>)

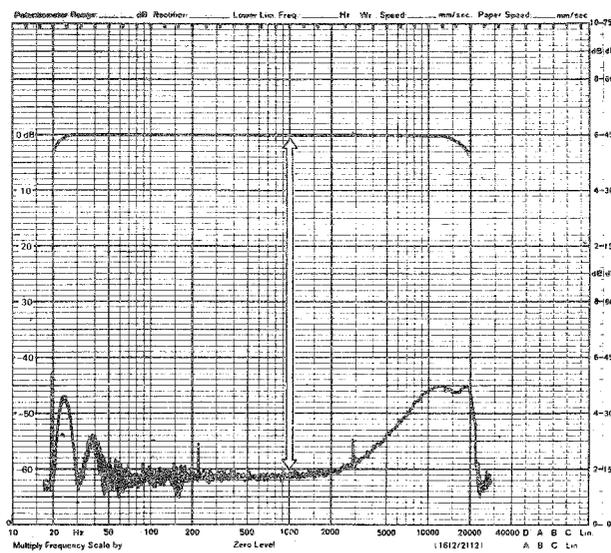


Figura 28b. Incrocio, con adres  
(dal canale sinistro al destro;  
nastro per posizione CrO<sub>2</sub>)

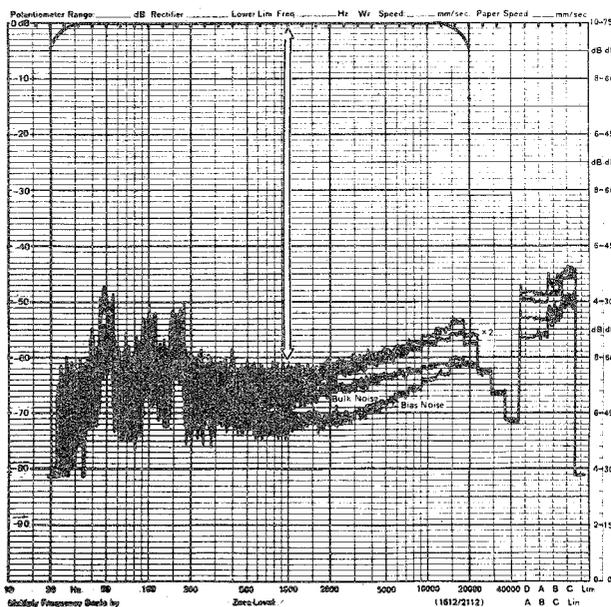


Figura 29a. Curva di copiaggio nastro, senza adres  
x 1: primo copiaggio  
x 2: secondo copiaggio;  
nastro per posizione CrO<sub>2</sub>

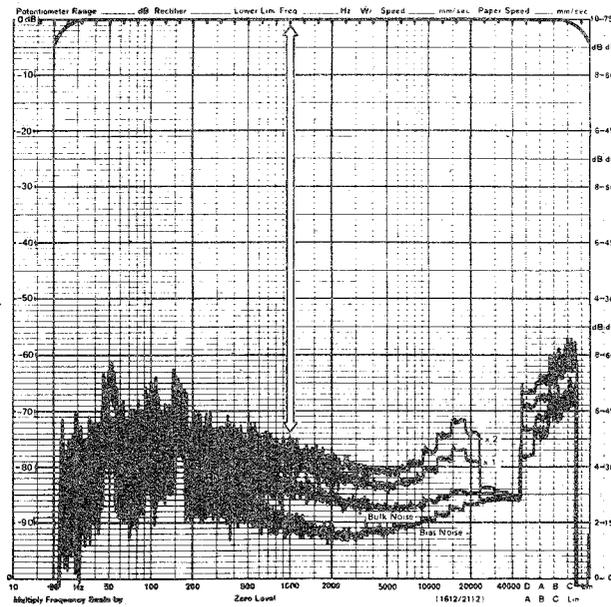


Figura 29b. Curva di copiaggio nastro, con adres  
x 1: primo copiaggio  
x 2: secondo copiaggio;  
nastro per posizione CrO<sub>2</sub>

## 8. Errore nel sistema di trasferimento del segnale

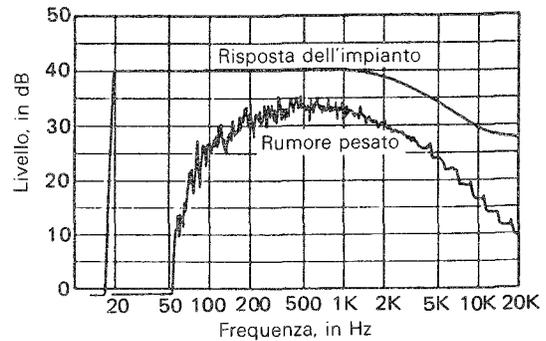
In generale, si desidera che un sistema di riduzione del rumore basato sulla "compansione" del segnale (specialmente nel caso di un sistema di "compansione" non lineare) presenti poca sensibilità alla diseccitazione, poche perdite di picco, poca irregolarità di guadagno, così come poco errore di risposta in frequenza e di livello, tra il sistema di registrazione e di riproduzione. Questa sensibilità all'errore influisce infatti direttamente e negativamente le possibilità di applicazione dei sistemi di riduzione del rumore nei prodotti d'uso comune.

Con l'adres, delle diseccitazioni temporanee o dei guadagni irregolari non esercitano nessuna influenza negativa, grazie all'alta costante del tempo di discesa del sensore di livello. Applicando un elevato livello di picco, il sensore di livello reagisce velocemente comprimendolo fino ad un livello sufficientemente basso. Applicando invece un segnale di livello di picco ridotto, il sensore di livello reagisce trattandolo più o meno allo stesso modo come il detettore di livello rms. Così facendo, l'adres conserva il livello di picco originale dei segnali.

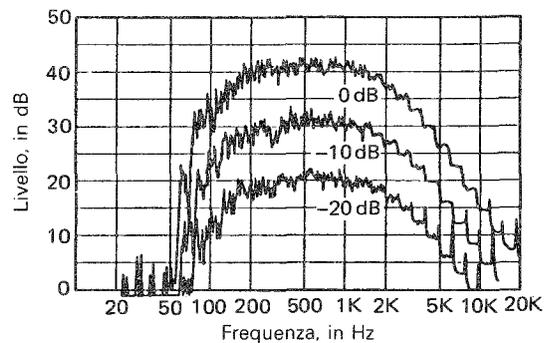
La figura 30 mostra l'effetto di un mezzo di registrazione, caratterizzato da una risposta in frequenza irregolare, sulla riproduzione con l'adres. Come sorgente del segnale si è usato un rumore con uno spettro medio equivalente a quello del suono di un'orchestra. È stato codificato adres e quindi decodificato per mezzo di un filtro con una risposta da -10 dB a 10 kHz. Lo spettro della frequenza risultante è illustrato in figura 30b. La figura 30c mostra invece una risposta di riproduzione di un segnale, ottenuta senza adres. Come si vede in figura 30b, usando l'adres la diminuzione nelle alte frequenze rispetto al segnale originale è di solo 1 dB. Con l'adres è quindi possibile ottenere un'alta fedeltà di riproduzione del segnale originale.

In figura 31 vediamo gli spettri del rumore rosa decodificati con un errore di decodificazione di +3 dB. Mentre i sistemi di riduzione del rumore convenzionali presentano una caduta massima di livello di -7 dB, o di più di -4 dB a circa 2 kHz (ad un livello di decodificazione di -20 dB), come mostrato in figura 31a, l'adres presenta una caduta massima di livello di circa 2 dB ed resta inoltre meno influenzato dagli errori di regolazione del livello sull'asse sia delle frequenze che del livello.

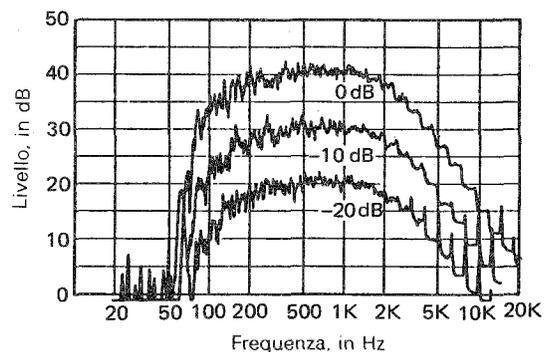
Usando un impianto con risposta in frequenza non piatta, si registra su una cassetta, dopo la codificazione adres, un segnale composto, contenente delle frequenze di 500 Hz (0 dB), 1 kHz (-25 dB), 5 kHz (-25 dB) e 8 kHz (-25 dB), un segnale quindi simile a quello musicale. Le risposte di riproduzione dal nastro con e senza adres sono riportate in figura 32. Come si vede, si ottengono risposte in frequenza quasi identiche con e senza l'adres, anche se la piastra di registrazione presenta una caduta nelle alte frequenze di circa 7,5 dB. Ciò significa che l'adres non causa nessun ulteriore deterioramento della risposta nelle alte frequenze della piastra di registrazione e cioè che si ottengono delle caratteristiche PASS.



(a) Risposta in frequenza del segnale d'ingresso pesato e risposta dell'impianto usato

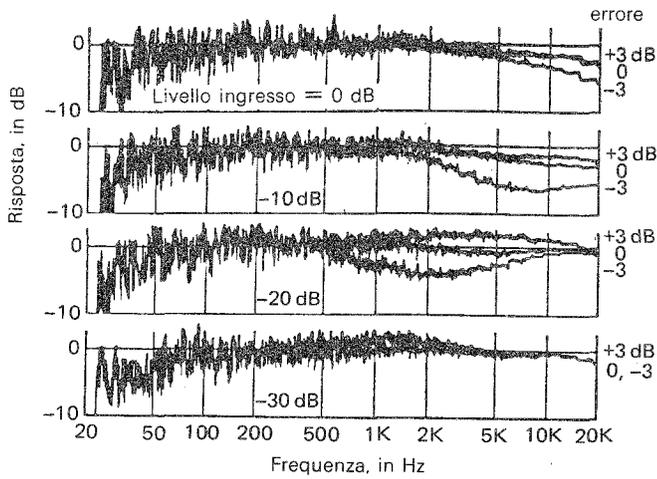


(b) Con adres



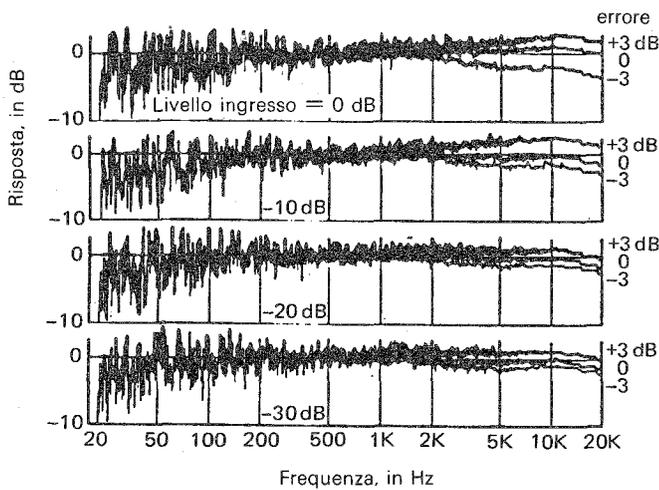
(c) Senza adres

Figura 30. Effetti della risposta non piatta dell'impianto



Risposta in frequenza con errore di livello; sistema convenzionale

(a) Sistema convenzionale



Risposta in frequenza, con errore di livello adres

(b) Con adres

Figura 31. Influenza dell'errore di livello tra il sistema di registrazione e di riproduzione

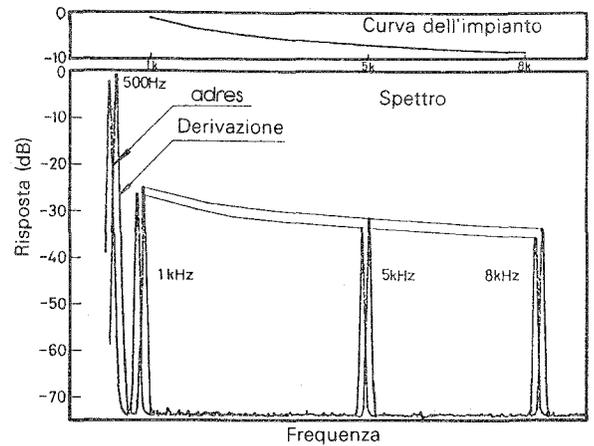


Figura 32. Effetto delle caratteristiche di frequenza del sistema di trasmissione

**TOSHIBA CORPORATION**  
2-1, GINZA 5-CHOME, CHUO-KU, TOKYO 104, JAPAN

Stampato in Giappone.