



I.T.I. "Modesto PANETTI" – B A R I

Via Re David, 186 -
70125 BARI

☎ 080-542.54.12 -
☎ Fax 080-542.64.32

Internet <http://www.itispanetti.it> – email : BATF0500C@istruzione.it

**Tesina sviluppata dall'alunno Antonio Gonnella della classe 5 ETB.
A.S. 2006/2007
Docente: Prof. Ettore Panella**

MODULAZIONE CON PORTANTE NUMERICA

Lo scopo fondamentale delle telecomunicazioni è quello di trasmettere a distanza delle informazioni impiegando apparati e canali di comunicazione che ottimizzano il rapporto costo/prestazione. I segnali elettrici impiegati nelle trasmissioni sono o di tipo analogico o di tipo digitale.

Un segnale analogico è rappresentato da una funzione continua nel tempo e nelle ampiezze. Il segnale analogico può assumere, in un generico istante di tempo t , uno qualunque degli infiniti valori entro il proprio campo di variabilità delle ampiezze.

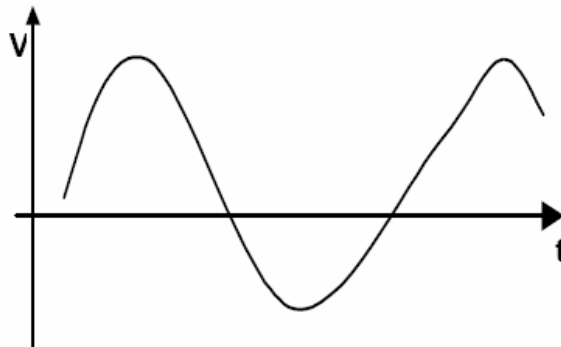


Fig. 1 Rappresentazione temporale di un segnale analogico.

Un segnale digitale detto anche numerico o binario o discreto, è rappresentato da una funzione del tempo che può assumere solo due valori denominati, rispettivamente, livello basso e livello alto. Il livello alto si indica con H, mentre quello basso con L.

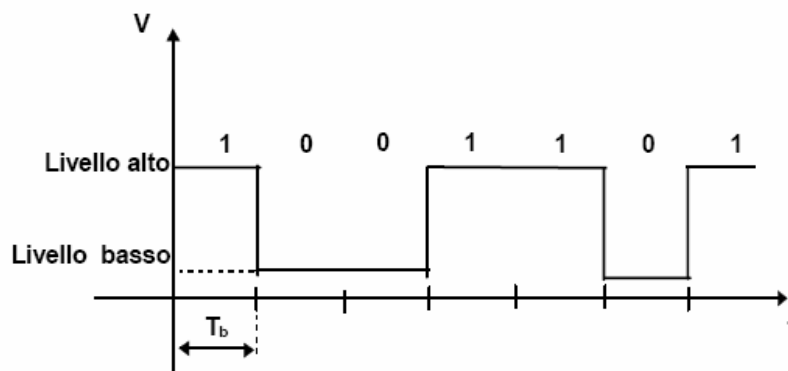


Fig. 2 Diagramma di tempificazione di un segnale digitale.

I segnali analogici sono molto sensibili ai fenomeni di distorsione e rumore che si manifestano durante la trasmissione. Tali fenomeni provocano variazioni nei livelli di tensione del segnale che deformano, in modo più o meno marcato. Il segnale che si intende trasmettere. Al ricevitore giunge un segnale diverso da quello trasmesso.

I segnali digitali invece sono meno sensibili alle distorsioni e ai rumori. Un sistema di ricezione di tipo digitale deve solo riconoscere se il livello di tensione ricevuto, in un certo istante, è maggiore o minore di una prefissata tensione di soglia. I moderni sistemi di comunicazione di fonia e di dati numerici sono realizzati tutti in tecnica digitale e i vecchi apparati analogici, ancora in uso, saranno entro breve termine sostituiti da sistemi digitali.

CAMPIONAMENTO DI UN SEGNALE ANALOGICO

I primi studi sulla possibilità di digitalizzare segnali analogici e di impiegare tecniche numeriche nella trasmissione dei segnali telefonici risale alla fine degli anni '30 quando Reeves inventò il sistema di trasmissione di **Modulazione ad Impulsi Codificati PCM**. Nel 1948 Shannon dimostrò un teorema noto come **Teorema del campionamento**, che consente di stabilire sotto quali condizioni è possibile trasformare un segnale analogico in segnale numerico. Il teorema di Shannon afferma che assegnato un segnale analogico a spettro limitato e indicando con f_m la massima frequenza contenuta nel segnale, esso può essere completamente e perfettamente ricostruito con una serie di campioni della sua ampiezza rilevati ad uguali intervalli di tempo T_c . La frequenza di campionamento $f_c = 1/T_c$ deve essere almeno il doppio di f_m .

$$f_c \geq 2 \cdot f_M$$

In campo telefonico la banda di fonia è imposta da opportuni filtri di centrale che consentono il transito dei segnali solo se compresi entro la banda netta 300 ÷ 3400 Hz. Pertanto, per rispettare il teorema di Shannon il campionamento dei segnali di fonia deve essere fatto ad una frequenza: $f_c \geq 6.8$ kHz. A livello internazionale si è scelta come frequenza di campionamento telefonico:

$$f_c = 8 \text{ kHz}$$

Un segnale fonico potrà essere perfettamente ricostruito se si dispone di almeno 8000 campioni al secondo. L'intervallo di campionamento $T_c = 1/f_c$ risulta:

$$T_c = 125 \text{ } \mu\text{sec}$$

In telefonia, oltre alla banda netta, 300 ÷ 3400 Hz, si definisce anche una banda lorda $B = 0 \div 4$ kHz. Tale banda contiene quella netta e presenta un'interbanda di 600 Hz, tra 3400 Hz e 4000 Hz. Tale interbanda non solo è indispensabile per soddisfare le richieste del teorema di Shannon ma è anche utilizzata nelle centrali analogiche (ormai obsolete) per trasmettere i criteri di segnalazione. Per **segnalazione** s'intende l'insieme delle informazioni scambiate tra utente e centrale e tra centrale e centrale al fine di stabilire e segnalare lo stato del collegamento telefonico.

Oltre alla modulazione PCM, ci sono anche altri tipi di modulazioni impulsive. Tali modulazioni sono caratterizzate dall'aver come segnale portante un treno di impulsi di opportuna frequenza. Il segnale modulante, che costituisce l'informazione da trasmettere, modifica una delle caratteristiche della portante. Le modulazioni impulsive d'utilizzo pratico si dividono:

1) Modulazione non codificate:

- *PAM Pulse AMplitude Modulation.* L'ampiezza degli impulsi del segnale portante varia in modo proporzionale a quella del segnale modulante.
- *PWM Pulse Width Modulation.* La durata degli impulsi del segnale portante varia in modo proporzionale all'ampiezza del segnale modulante.

2) Modulazioni Codificate:

- *PCM Pulse Code Modulation.* Il segnale trasmesso è una sequenza di pacchetti di 8 bit. Opportunamente codificati, il cui codice binario fornisce l'ampiezza del segnale modulante.
- *DM Delta Modulation.* La trasmissione consiste di una sequenza di impulsi digitali positivi del segnale modulante è crescente, negativi se l'ampiezza del segnale modulante è decrescente.

TEOREMA DEL CAMPIONAMENTO DI SHANNON

Il primo passo che deve essere fatto per trasformare un segnale, funzione reale e continua nel tempo, in un segnale PCM è il campionamento. Questa operazione consiste nel trasformare una grandezza continua in una successione temporale discreta dei campioni. L'idea che sia possibile eseguire il campionamento di una funzione continua del tempo limitata in frequenza trova giustificazione logica nel fatto che non tutti i suoi punti contengono informazione; quindi solo un numero finito di punti sono tra loro indipendenti. Basta quindi trasmettere questi per ottenere tutta l'informazione contenuta nella funzione. Il primo problema che si pone nella realizzazione di un sistema di questo genere riguarda quindi il numero di impulsi necessari per riprodurre la funzione continua. La risposta a tale problema viene da un teorema della teoria dell'informazione detto **teorema del campionamento** elaborato da Shannon.

Il campionamento di un segnale analogico $v(t)$ a banda limitata $B = 2f_M$ può essere interpretato come il prodotto del segnale $v(t)$ per un segnale campionario $v_c(t)$ impulsivo, di ampiezza unitaria e frequenza $f_c = 1/T_c$. Il risultato del campionamento è il segnale $v_o(t)$ di tipo impulsivo con ampiezze pari a quelle che il segnale $v(t)$ assume negli istanti di campionamento.

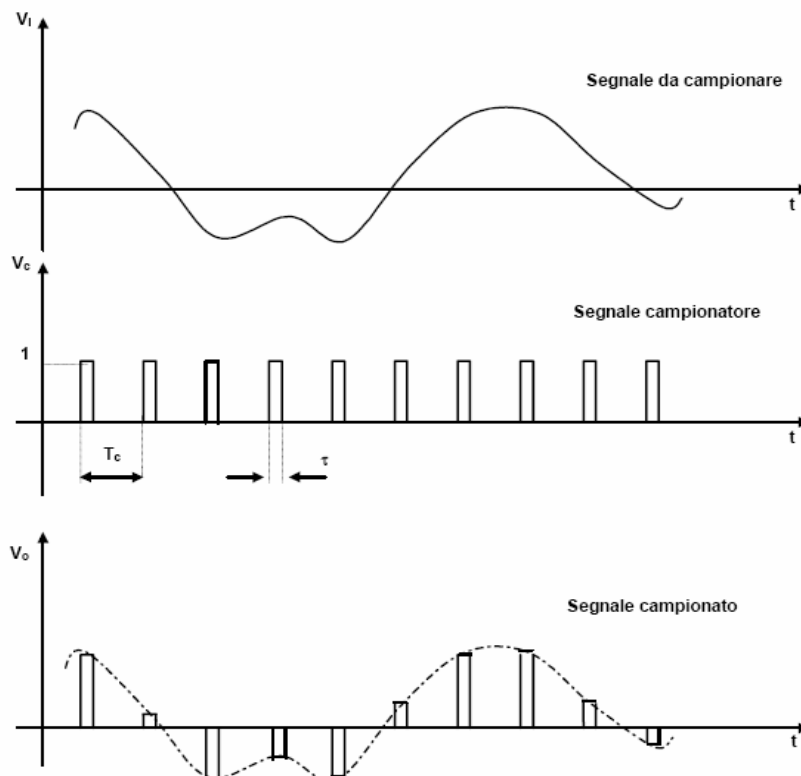


Fig. 3 Campionamento di un segnale analogico.

Nella fig. 3 la linea tratteggiata rappresenta l'involuppo delle ampiezze degli impulsi del segnale campionato. Si deduce che tale involuppo costituisce la ricostruzione dell'informazione analogica che si intende trasmettere.

Il segnale campionario $v_c(t)$ è caratterizzato da un duty-cycle:

$$D = \frac{\tau}{T_c}$$

Si suppone $\tau \ll T_c$ in modo da poter considerare costante l'ampiezza del segnale campionato $v_o(t)$ durante l'intervallo di tempo τ .

In fig.4 si riporta lo spettro in frequenza del segnale campionato $V_o(t)$ relativo alle prime armoniche dello sviluppo di Fourier.

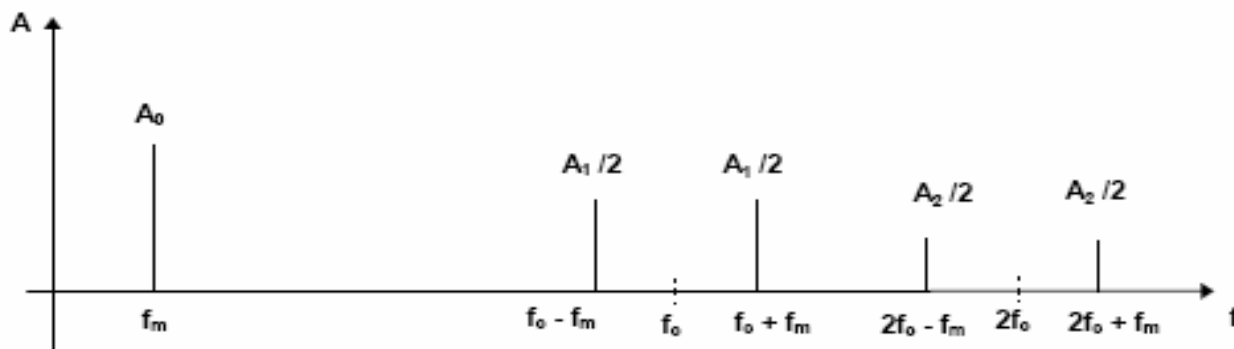


Fig. 4 Spettro di frequenza di un segnale campionato.

Si osservi che l'ampiezza delle armoniche, a parità di T_c , è tanto più piccola quanto più piccolo è l'intervallo di campionamento τ .

L'analisi svolta ci dice che il segnale campionato $v_o(t)$ trasporta con sé l'informazione relativa al segnale $v(t)$ con l'aggiunta di una serie di armoniche centrate intorno alle frequenze f_c , $2f_c$, ecc. Il campionamento istantaneo, con $\tau = 0$, riveste un'importanza teorica nello studio delle trasmissioni dei segnali impulsivi, ma da un punto di vista pratico è impossibile realizzare dispositivi elettronici con tempi di commutazione nulli. Come si può notare lo spettro di un segnale PAM, ricavato da un campionamento istantaneo è continuo lungo l'asse della frequenza con ripetizione f_c , dove f_c è la frequenza di campionamento, ed ognuna delle infinite armoniche di questa frequenza è accompagnata da una coppia di bande laterali ottenute nel processo di modulazione. A questo punto si pone il problema se il processo di campionamento ha conservato realmente tutto il contenuto di informazione del messaggio. Come si è visto, per conoscere la fedeltà dei campioni bisogna stabilire fino a che punto il messaggio è veramente a banda limitata.

Se il segnale analogico da campionare $v(t)$ è costituito da un generico segnale periodico, come quello vocale, esso è scomponibile per il teorema di Fourier in una serie di armoniche. Nel caso di segnale fonico con spettro in frequenza del tipo in fig.5 lo spettro del segnale campionato a frequenza f_c sarà come quello di fig.6.



Fig. 5 Spettro in frequenza convenzionale in un segnale di fonìa.

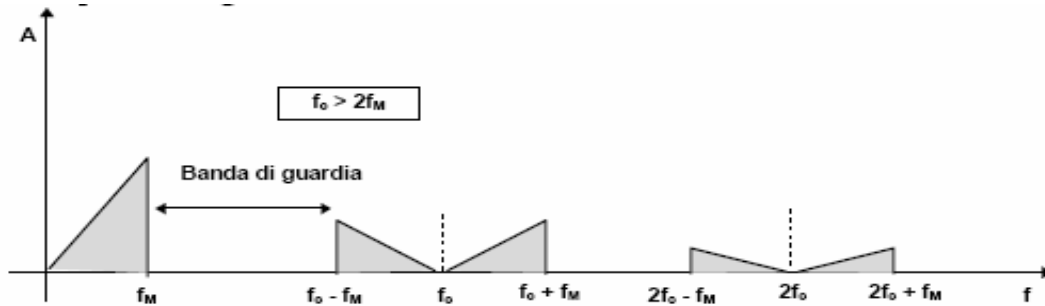


Fig. 6 Spettro in frequenza di un segnale analogico campionato con $f_c > 2f_M$

Si deduce che è possibile il recupero completo del segnale analogico solo se non si hanno sovrapposizioni delle varie bande di frequenza. La ricostruzione del segnale analogico originale si ottiene inserendo, nell'apparato ricevente, un opportuno filtro passa-basso in grado di lasciar passare solo la banda di frequenza $0 \div f_M$. Inoltre, è necessario l'impiego di un amplificatore in quanto il processo di quantizzazione comporta una riduzione dell'ampiezza delle armoniche proporzionale all'intervallo di campionamento.

Se invece un segnale analogico è campionato con $f_c = 2f_M$ si ha uno spettro di frequenza riportato in fig.7 in cui la ricostruzione del segnale analogico richiede l'uso di un filtro passa-basso ideale, cosa irrealizzabile nella pratica.

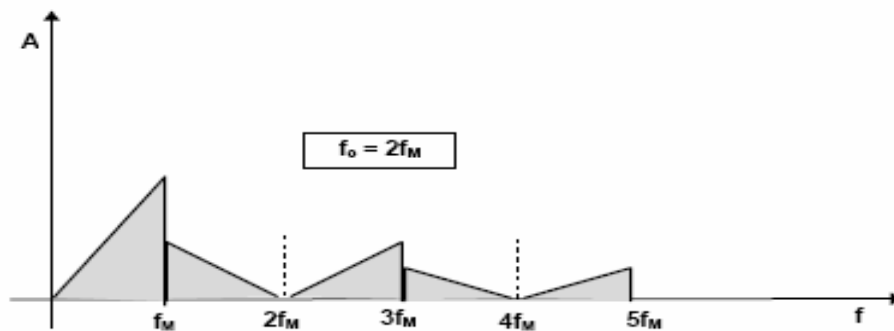


Fig. 7 Spettro in frequenza di un segnale analogico campionato con $f_c = 2f_M$

Se invece un segnale analogico è campionato con $f_c < 2f_M$ si ha uno spettro di frequenza riportato in fig. 8 con sovrapposizione delle varie bande nello spettro in frequenza che non consente il recupero dell'informazione analogica originale. La conseguente distorsione è detta **folden distorsion** o anche fenomeno di **aliasing** (frequenze fantasma).

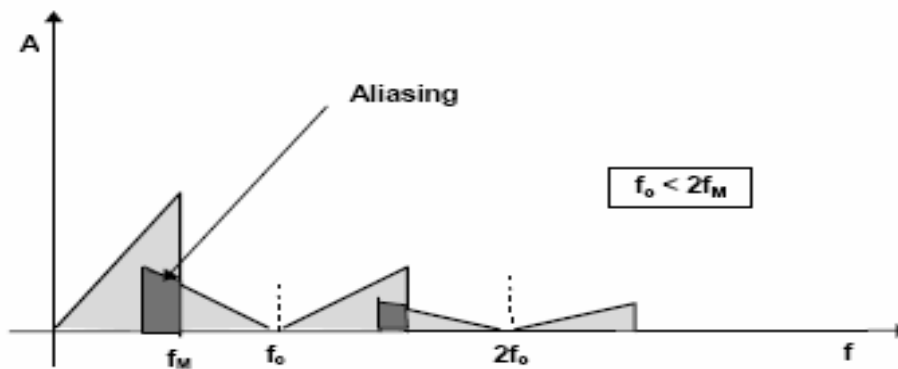


Fig. 8 Spettro in frequenza di un segnale analogico campionato con $f_c < 2f_M$

MODULAZIONE PAM

Fino ad alcuni anni fa le comunicazioni di messaggi continui sono state realizzate quasi tutte con sistemi di tipo analogico, impiegando esclusivamente tre tipi di modulazione: ampiezza, fase, frequenza. Tutte queste modulazioni sono basate sull'uso di una portante sinusoidale, la cui ampiezza, fase, frequenza, è continuamente variata con una legge proporzionale ai segnali da trasmettere. Nel diciannovesimo secolo furono fatti molti esperimenti per codificare la voce e la musica con segnali elettrici digitali per la loro trasmissione, usando le tecniche impiegate in telegrafia. Antonio Meucci e successivamente Alexander Graham Bell trasmisero con successo la voce usando un segnale elettrico analogico facendo sviluppare sin da subito una grande industria intorno alle comunicazioni telefoniche.

La modulazione PAM, Pulse Amplitude Modulation, è un caso particolare di modulazione di ampiezza che sfrutta completamente i risultati del teorema del campionamento. Nella tecnica PAM il segnale modulante è l'informazione analogica $v(t)$ che si vuole trasmettere, mentre la portante è costituita dal segnale impulsivo a frequenza f_c . Con la modulazione PAM è possibile trasformare un segnale continuo $v(t)$ in un segnale discreto $v_0(t)$ nel tempo ma ancora continuo nelle ampiezze.

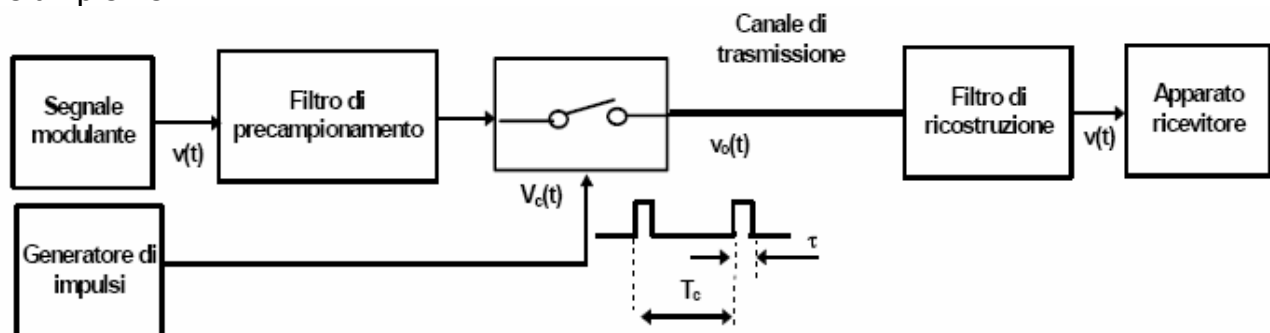


Fig. 9 Schema a blocchi di un sistema di trasmissione PAM.

Il segnale di campionamento v_c , comanda l'apertura e la chiusura dell'interruttore analogico. Il funzionamento del circuito è molto semplice e si può così riassumere:

- Nell'intervallo di tempo τ in cui l'interruttore è chiuso il segnale d'uscita $v_0(t) = v(t)$,
- Quando l'interruttore è aperto $v_0(t) = 0$.

Il filtro di precampionamento serve a limitare la banda del segnale modulante.

Per un corretto funzionamento del circuito il segnale di campionamento deve rispettare il teorema di Shannon con la durata di ciascun impulso di campionamento τ molto più piccola del periodo di campionamento T_c .

Gli apparati telefonici reali operano con i seguenti valori stabiliti da norme internazionali:

$$f_c = 8 \text{ KHz} ; T_c = 125 \text{ } \mu\text{sec.} ; \tau = 2 \text{ } \mu\text{sec.}$$

Il valore dell'intervallo di campionamento $\tau = 2 \mu\text{sec}$, è il risultato di un compromesso tra il campionamento ideale istantaneo e quello reale.

Si può facilmente verificare che la variazione Δv del segnale modulante è trascurabile nell'intervallo di campionamento $\tau = 2 \mu\text{sec}$ per cui è lecito assumere $v(t)$ costante durante tale intervallo. Nell'ipotesi di segnale modulante sinusoidale $v(t) = V_M \cdot \text{sen } \omega t$ la variazione Δv nel tempo τ , vale:

$$\Delta v = \tau \cdot \frac{dv(t)}{dt} = \tau \omega V_M \cdot \cos \omega t$$

Il valore massimo di Δv si ottiene ponendo $f = f_M$ e $\cos \omega t = 1$. In tali ipotesi la variazione relativa vale:

$$\frac{(\Delta v)_{\text{MAX}}}{V_M} = 2\pi f_M \tau$$

Posto $f_M = 4\text{kHz}$ e $\tau = 2\mu\text{s}$, si ha:

$$\frac{(\Delta v)_{\text{MAX}}}{V_M} = 50.24 \cdot 10^{-3}; \quad \text{in percentuale } \frac{(\Delta v)_{\text{MAX}}}{V_M} \% = 5\%$$

Tenendo conto, inoltre, che il maggior contenuto energetico del segnale fonico è dovuto alle armoniche intorno alla frequenza di 1 KHz, si deduce che la variazione percentuale si attesta intorno all'1%, valore sicuramente adeguato ai fini della fedeltà e della intelligibilità della riproduzione del segnale fonico.

MODULAZIONE PCM

Nel 1938, Reeves brevettò la sua invenzione che fu chiamata **modulazione a codice d'impulsi** (PCM) che è sicuramente la tecnica più utilizzata per la trasmissione delle informazioni telefoniche. Per ottenere un segnale numerico PCM, partendo da un segnale fonico, è necessario rendere il segnale analogico discreto sia nel tempo che nelle ampiezze. Per ottenere la discretizzazione nelle ampiezze o quantizzazione è necessario associare ad ogni campione PAM un numero binario la cui codifica rappresenta l'ampiezza del campione PAM. In questo modo sui mezzi trasmissivi viaggiano segnali numerici costituiti da impulsi a due livelli 0 e 1.

Il numero di bit assegnati per la codifica è stato fissato da norme internazionali a 8 bit, mentre il tipo di codice impiegato dipende dalla natura del canale di comunicazione e dalla velocità di trasmissione.

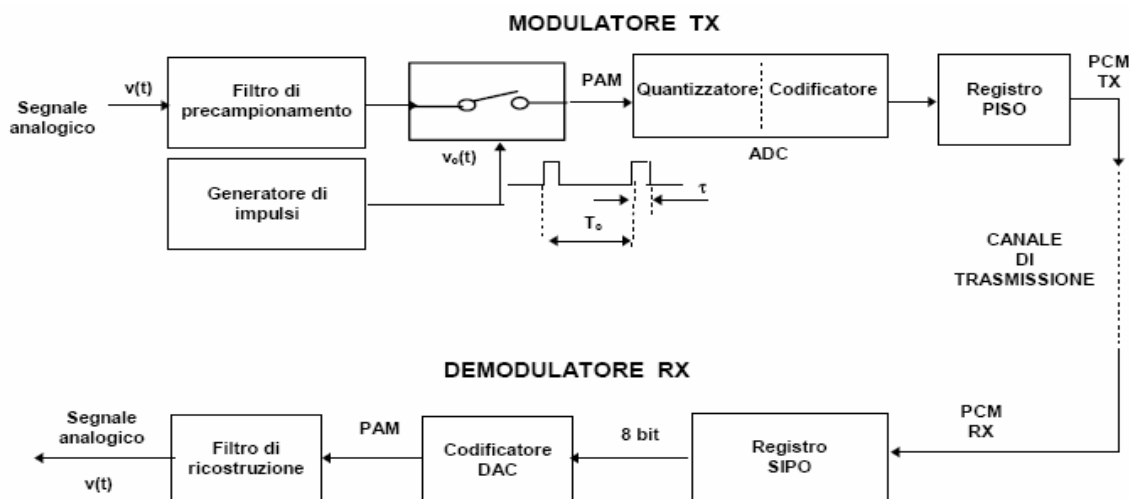


Fig. 10 Schema a blocchi di un sistema di trasmissione PCM.

L'operazione di conversione da analogico a digitale del segnale PAM si può pensare realizzata in due fasi logicamente distinte tra loro: la **quantizzazione** e la **codifica**. Poiché il modulatore PCM deve quantizzare le ampiezze del segnale PAM è necessario che la durata degli impulsi di campionamento τ sia tale da consentire la corretta conversione analogico-digitale.

Nell'analisi del funzionamento dei convertitori ADC si è supposto che la tensione d'entrata V_i si mantenga costante durante il tempo di conversione ADC. Nel caso che il segnale V_i è variabile è necessario l'uso di un **circuito sample-hold** atto a mantenere costante l'ampiezza del segnale d'ingresso dell'ADC per tutto il tempo di conversione.

In figura 11 si riporta uno schema di principio della conversione A/D con l'uso di un circuito Sample-Hold. Il segnale SC (Start Conversion) abilita l'ADC alla conversione. EOC (End Of Conversion) indica la fine della conversione. Quando si attiva la conversione con SC, il segnale EOC si porta in uno stato tale che il Sample-Hold sia in condizione di Hold (mantenimento) per cui V_{iADC} è costante anche se V_i varia. Finita la conversione EOC cambia stato e riporta il Sample-Hold in condizione di Sample (campionamento) per cui $V_{iADC}=V_i$. Un noto circuito Sample-Hold commerciale è LF398 della National.

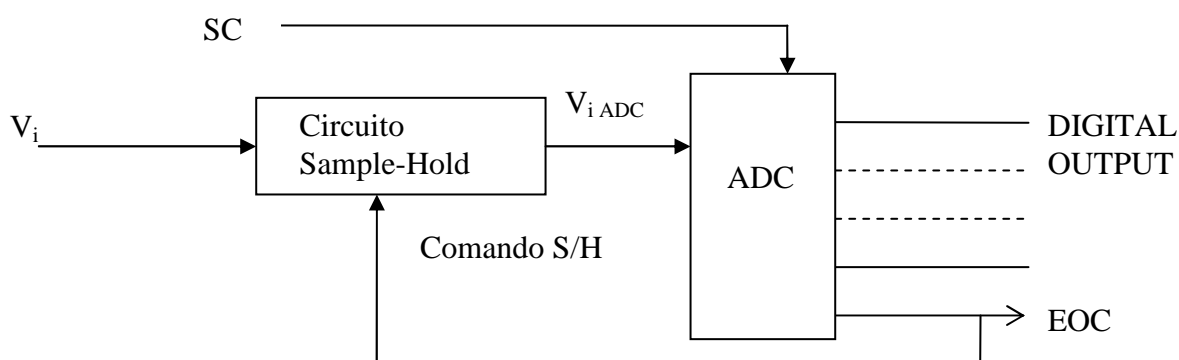


Fig. 11 Applicazione circuito Sample-Hold.

NUMERO DI BIT PER LA CODIFICA DI UN SISTEMA PCM

Le ampiezze del segnale PAM possono assumere, nell'intervallo di lavoro, infiniti valori di tensione, mentre i valori numerici in uscita dal codificatore sono soltanto $2^8 = 256$. Nel caso di un sistema bipolare il bit più significativo indica la polarità del segnale analogico (0 segnali positivi, 1 segnali negativi) mentre gli altri 7 bit codificano l'ampiezza del segnale.

Nel processo di conversione dalla forma analogica a quella numerica si commette inevitabilmente un errore denominato quanto q . Il quanto rappresenta la minima variazione della tensione analogica necessaria a produrre un incremento (o un decremento) unitario del codice binario.



Fig. 12 Schema a blocchi di un ADC.

La relazione tra tensione d'ingresso V_i e il corrispondente codice decimale N associato al numero binario a n bit, si può porre nella forma:

$$V_i = q \cdot N \quad ; \text{con } N \text{ compreso tra } 0 \text{ e } 2^n - 1$$

Da cui si ricava:

$$V_{i\max} = q \cdot (2^n - 1)$$

Si definisce **valore di fondo scala** V_{FS} dell'ADC la quantità: $V_{FS} = q \cdot 2^n$

Nella pratica si pone: $V_{i\max} = V_{FS}$ e $V_{imin} = q$.

Un altro parametro caratteristico di un ADC, oltre al V_{FS} e il numero di bit n , è la gamma dinamica DR (Dynamic Range) espressa dalla seguente relazione:

$$(DR)_{dB} = 20 \log \frac{V_{i\max}}{V_{imin}} = 20 \cdot \log 2^n = 20n \cdot \log 2 = 6.02 \cdot n$$

La precedente formula consente di calcolare il numero di bit necessari per coprire l'intera gamma dinamica di un segnale analogico. Nel caso dei segnali telefonici la gamma dinamica, è compresa teoricamente tra -65 dBmo e +3 dBmo.

La gamma dinamica di un sistema telefonico vale, pertanto:

$$3 - (-65) = 68 \text{ dBmo}$$

Se s'impiega un convertitore ADC a 12 bit si soddisfa completamente il problema della conversione del segnale PAM in segnale numerico PCM coprendo tutta la gamma dinamica. Una conversione a 12 bit è eccessiva ai fini pratici, poiché si avrebbe da un lato un inutile incremento del rapporto segnale/rumore agli alti livelli del segnale analogico e dall'altro, un aumento eccessivo del numero di bit da trasmettere in linea.

Le norme dell'ITU-T fissano ad 8 il numero di bit della codifica dei sistemi PCM.

QUANTIZZAZIONE LINEARE

Come già detto in precedenza, la conversione analogico-digitale, realizzata dal convertitore ADC, richiede due fasi logiche distinte tra loro: la quantizzazione e la codifica. La prima, realizzata dal quantizzatore, consente di rendere discrete l'ampiezza del segnale PAM in $2^8 = 256$ livelli distinti, la seconda, realizzato dal codificatore, associa ad ogni livello un codice binario a 8 bit.

Una quantizzazione si dice lineare o uniforme se esiste una relazione di diretta proporzionalità tra ampiezza del campione PAM e livello restituito dal quantizzatore.



Fig. 13

Se indichiamo con V_i il segnale di ingresso del quantizzatore e con V_r quello d'uscita, l'errore di quantizzazione ε vale:

$$\varepsilon = V_r - V_i$$

L'errore massimo di quantizzazione vale, ovviamente:

$$\varepsilon = \pm \frac{q}{2}$$

Si definisce errore relativo percentuale di quantizzazione e %, la quantità:

$$\varepsilon\% = \frac{V_r - V_i}{V_r} = \frac{\varepsilon}{V_i}\%$$

Inoltre esiste un quantizzatore detto non silenziato la cui denominazione deriva dal fatto che il livello di restituzione V_r è diverso da zero nel caso di segnali PAM con ampiezza compresa entro $\pm q$. Per poter valutare il rapporto Segnale/Rumore, S/N, introdotto dal quantizzatore è necessario determinare il **rumore di quantizzazione N_q** :

$$N_q = \sqrt{\frac{1}{q} \cdot \int_{-q/2}^{+q/2} q^2 \cdot dq} = \frac{q}{2\sqrt{3}}$$

Il rumore di quantizzazione è sempre presente nei sistemi di conversione da analogico a digitale e rappresenta il prezzo che si deve pagare per realizzare le trasmissioni numeriche. Nel caso di codifica binaria a n bit di tipo bipolare, $(n - 1)$ bit sono impiegati per la codifica ed 1 bit per il segno.

Numerose misure effettuate sui canali telefonici hanno dimostrato che un collegamento può definirsi di buona qualità se il rapporto segnale /rumore non è inferiore a 16 dB.

Inoltre, si è anche dimostrato che un rapporto segnale/rumore superiore a 25 dB produce miglioramenti molto limitati. Ad ogni aumento di 1 bit del codice binario il rapporto segnale/rumore migliora di circa 6 dB. Le considerazioni svolte portano a concludere che la quantizzazione lineare non è conveniente poiché il rapporto segnale/rumore ai bassi livelli del segnale fonico è inaccettabile. Nella pratica si ricorre alla quantizzazione non lineare.

QUANTIZZAZIONE NON LINEARE

È in grado di realizzare un rapporto segnale/rumore accettabile a tutti i livelli del segnale PAM rendendo l'ampiezza del quanto q non costante su tutta la gamma dinamica del segnale fonico. Ad elevati livelli del segnale PAM è sprecato avere piccoli valori del quanto, poiché ciò comporterebbe un inutile aumento del rapporto segnale/rumore non apprezzabile dall'orecchio umano. Numerosi studi, sia teorici che sperimentali, hanno indotto gli organismi internazionali a definire degli standard per la realizzazione della caratteristica di trasferimento di un quantizzatore non lineare ricavando:

- quantizzazione non lineare di tipo analogico;
- quantizzazione non lineare di tipo numerico.

COMPRESSIONE ANALOGICA

Nel metodo analogico il segnale PAM prima di essere convertito in forma numerica attraversa un **compressore analogico** che è sostanzialmente, un amplificatore logaritmico che ha il compito di amplificare i livelli più bassi del segnale PAM e comprimere quelli alti.

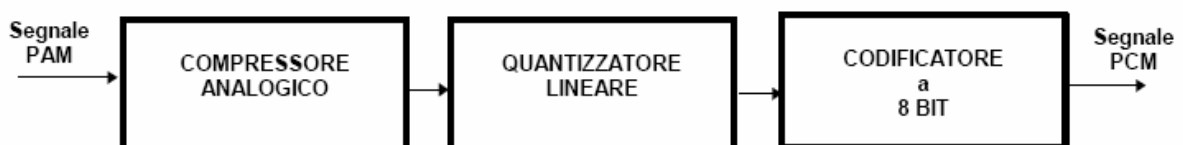


Fig. 14 Quantizzatore non lineare analogico.

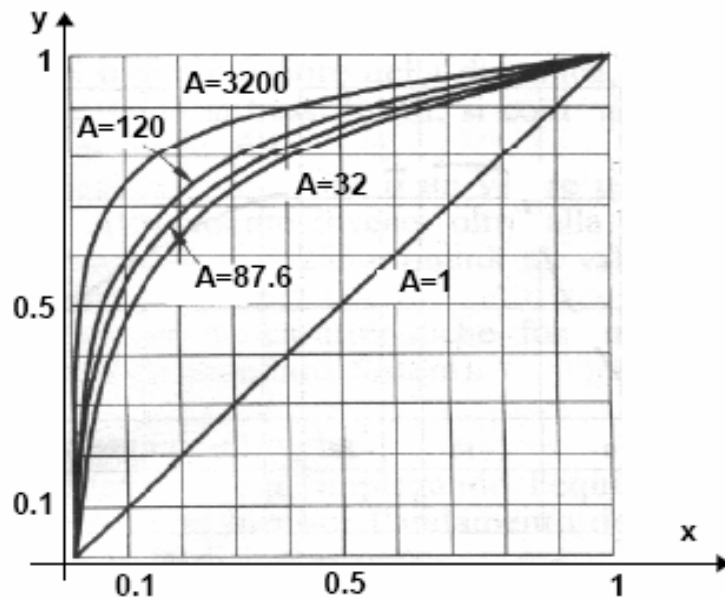


Fig. 14.a Curve caratteristiche di compressione per diversi valori del parametro A

In ambito Europeo la legge di quantizzazione non lineare, denominata Companding law A, è governata dalle seguenti relazioni:

$$y = \frac{A \cdot |x|}{1 + \ln A} ; \quad \text{per } 0 \leq x \leq \frac{1}{A}$$

$$y = \frac{1 + \ln(A \cdot |x|)}{1 + \ln A} ; \quad \text{per } \frac{1}{A} \leq x \leq 1$$

In queste relazioni si è indicato con $x = V_i / V_{i\max}$ e con $y = V_r / V_{r\max}$. È stato scelto per A il valore di $A = 87.6$ che risulta essere il valore più idoneo ai fini dell'ottimizzazione del rapporto segnale/rumore.

Negli Stati Uniti l'ITU-T ha normalizzato una funzione di compressione denominata legge di compressione μ . Essa è caratterizzata dalla seguente relazione:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

Con il parametro μ fissato al valore $\mu=255$.

COMPRESSIONE NUMERICA

Nel metodo numerico il segnale PAM è convertito immediatamente in forma digitale a 12 bit che copre in maniera adeguata tutta la gamma dinamica del segnale PAM. In seguito un **compressore numerico** trasforma i dati a 12 bit in forma seriale a 8 bit. Anche la compressione numerica segue una legge logaritmica analoga a quella analogica. L'apparato ricevente PCM, dovrà contenere un organo denominato **espansore numerico** complementare al compressore in grado di ripristinare i livelli originali dell'informazione analogica.



Fig. 15 Quantizzatore non lineare numerico.

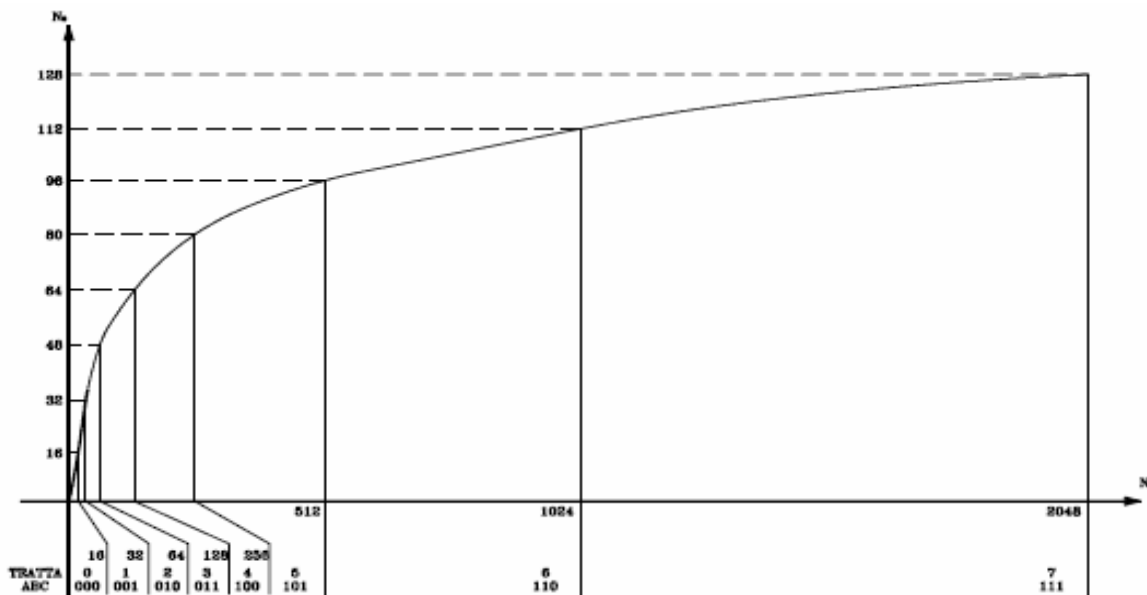


Fig. 15.a Caratteristica di trasferimento di un compressore numerico

Il compressore numerico deve trasformare una parola binaria a 12 bit (4096 combinazioni) in una a 8 bit (256 combinazioni). La prima operazione consiste nel trasformare la curva continua di un compressore analogico con legge A in una spezzata costituita da un opportuno numero di segmenti, precisamente 8. Pertanto, il numero binario di entrata al compressore è a 11 bit (2048 combinazioni), mentre quello di uscita è a 7 bit (128 combinazioni). Il numero binario N_0 a 8 bit d'uscita dal compressore si può porre nella forma:

$$N_0 = SABCDEF G$$

dove:

- 1) S è il bit del segno: 0 per valori positivi, 1 per valori negativi;
- 2) ABC è il codice binario del segmento di tratta;
- 3) DEFG è il codice binario corrispondente all'interpolazione lineare all'interno del segmento di tratta.

ESPANSORE

L'apparato ricevente PCM deve svolgere delle funzioni complementari a quelle del trasmettitore. In particolare, la decodifica del segnale numerico deve ridare linearità ai livelli del segnale fonico che hanno subito il processo di compressione in fase di trasmissione. Ciò si realizza mediante un dispositivo con caratteristica non lineare denominato espansore. In altre parole l'espansore digitale è un circuito che consente le conversioni da 8bit a 12bit. L'espansore analogico è, sostanzialmente, un amplificatore antilogaritmico.

Tutte le funzioni necessarie per trasformare un segnale analogico in segnale numerico PCM e viceversa sono svolte da circuiti integrati specializzati. In appendice si riportano i data sheet degli integrati più utilizzati.

ESPERIENZA PRATICA: Trasmettitore – Ricevitore PAM

Con l'esercitazione di laboratorio si è posti l'obiettivo di verificare, con una componentistica a basso costo, il funzionamento della modulazione PAM. Naturalmente esistono circuiti integrati commerciali che già effettuano la modulazione e demodulazione sia PAM che PCM.

Nella realizzazione dell'esperienza si è proceduti nel seguente modo:

1. Verifica sperimentale del trasmettitore e ricevitore PAM attraverso l'utilizzo di un software di simulazione;
2. Realizzazione e verifica del circuito sulla bread board;
3. Realizzazione del circuito stampato. Verifica finale.

TRASMETTITORE PAM

Verifica del trasmettitore PAM con l'utilizzo del software PSpice.

Inizialmente si è voluti verificare, in ambiente PSpice, il funzionamento del modulatore PAM progettato. In figura 16 si riporta lo schema elettrico del modulatore PAM.

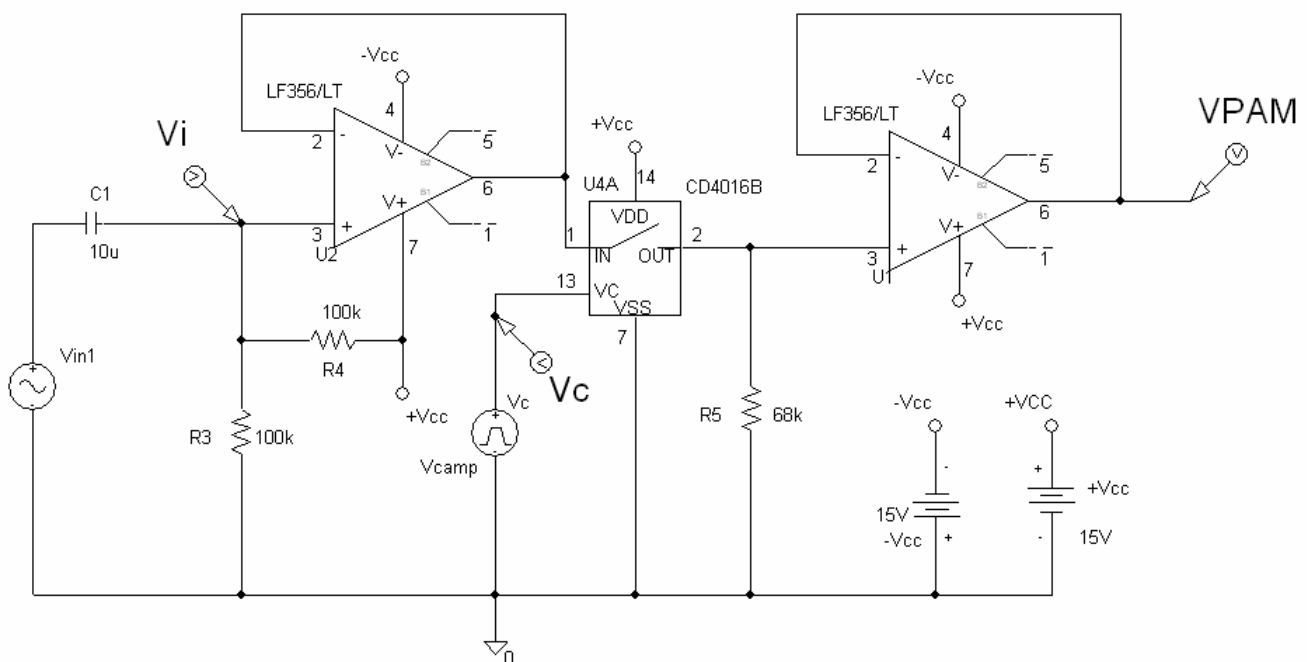


Fig. 16 Schema elettrico di un modulatore PAM

Si riportano in figura 16.a e 16.b le finestre dei dati assegnati alla V_{CAMP} per ottenere all'uscita del trasmettitore PAM, il segnale desiderato. Come si vedrà successivamente il V_{CAMP} è stato ottenuto utilizzando un timer 555 in configurazione astabile.

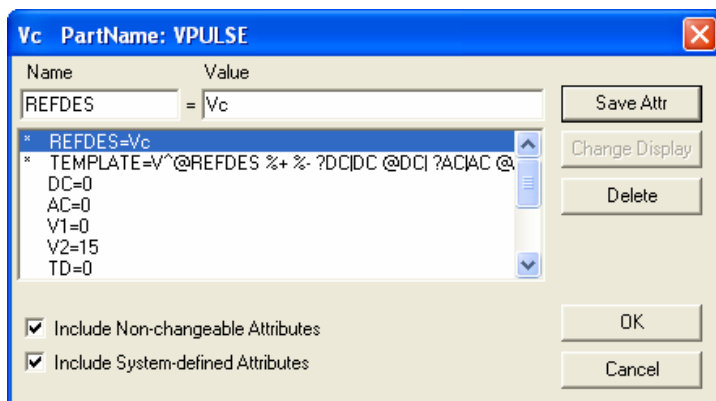


Fig. 16.a

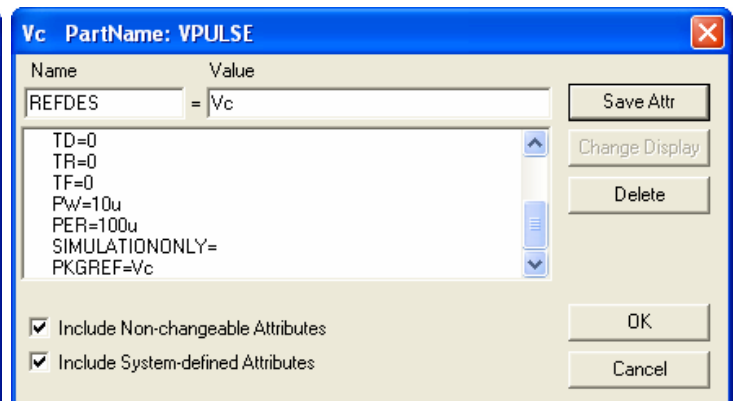


Fig.16.b

In figura 16.c e 16.d si riportano i dati assegnati alla Vi per la simulazione in ambiente PSpice.

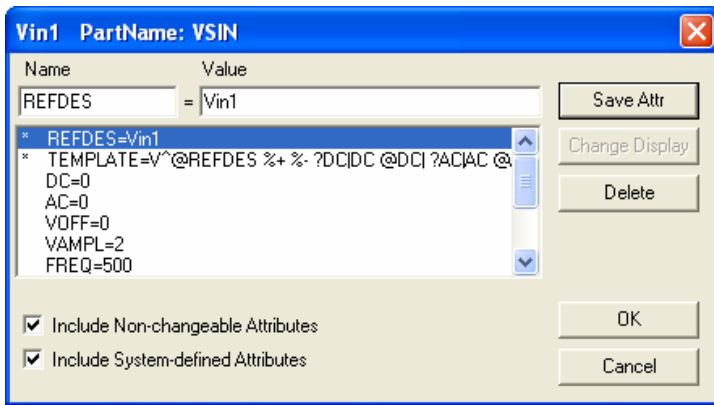


Fig.16.c

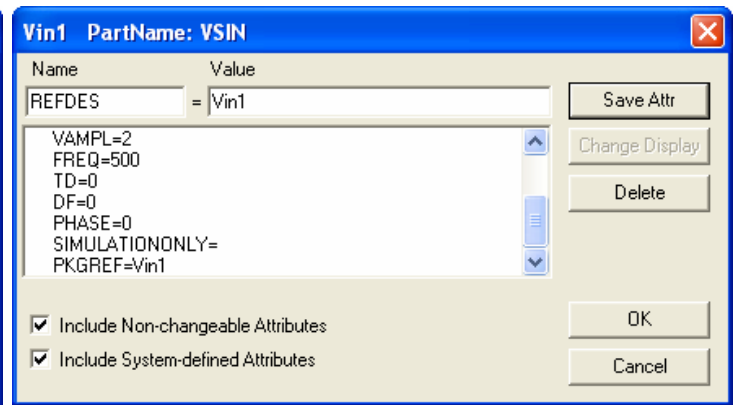


Fig.16.d

Si riporta, inoltre, la finestra transient con i dati utilizzati.

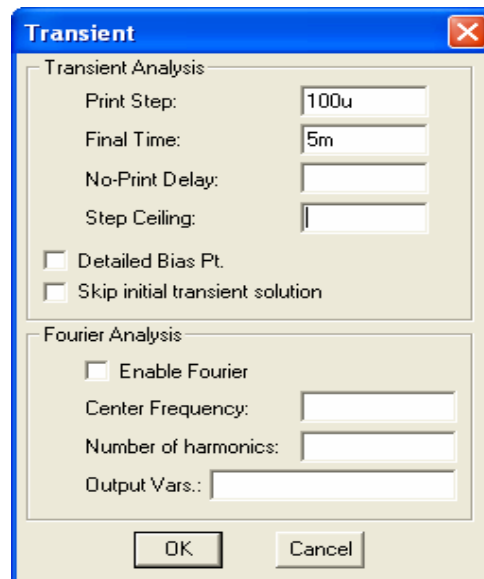


Fig.16.e

RICEVITORE PAM

Verifica del trasmettitore PAM con l'utilizzo di PSpice.

In figura 17 si riporta lo schema elettrico del ricevitore PAM.

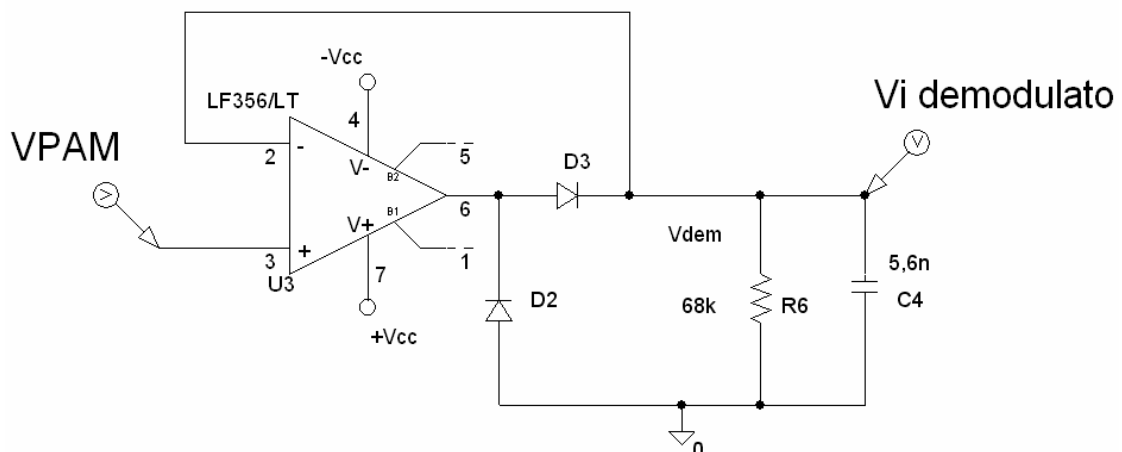


Fig. 17 Schema elettrico di un demodulatore PAM

In figura 18 si riporta lo schema elettrico completo in ambiente PSpice, del modulatore e demodulatore PAM.

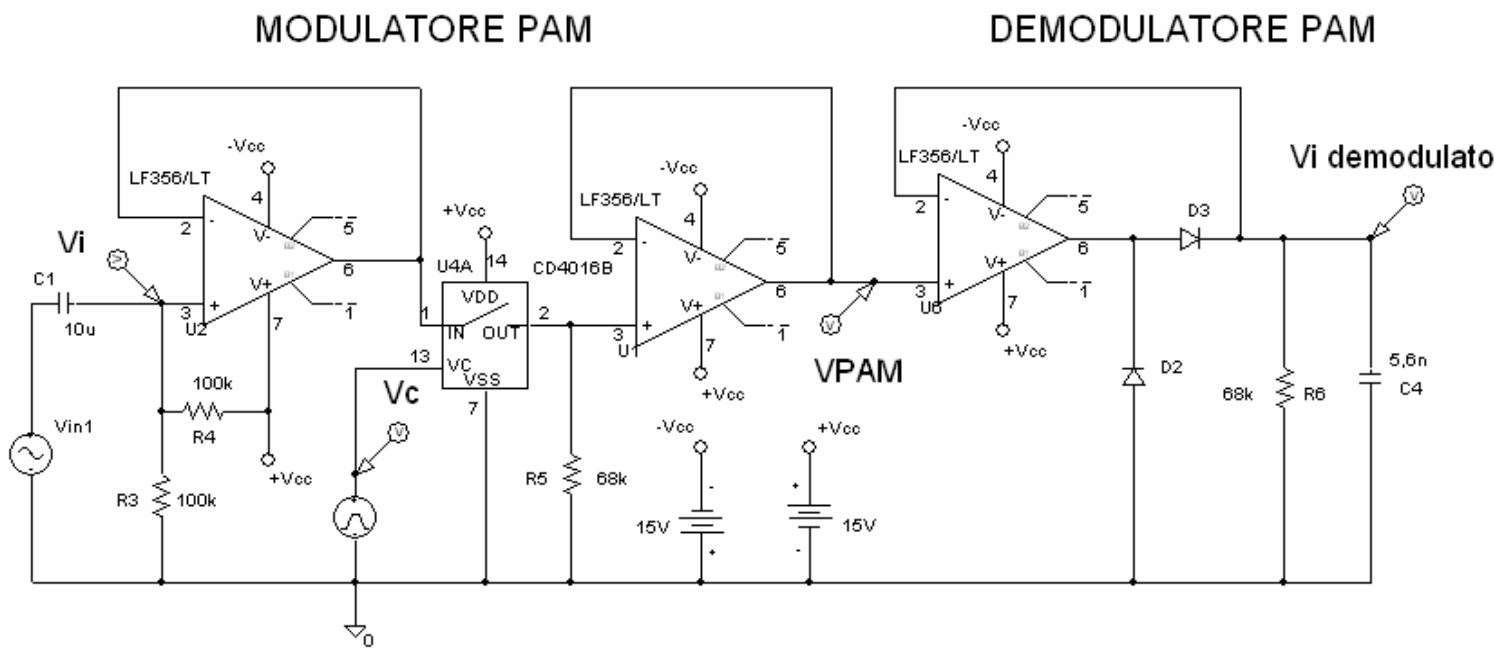


Fig. 18. Schema elettrico di un modulatore-demodulatore PAM

Nelle figure seguenti si riportano i risultati ottenuti in simulazione in ambiente PSpice, che consentono di confrontare l'esperienza pratica con quella teorica.

In figura 19 è riportato il segnale in entrata V_i mentre nella figura 20 è riportato il segnale PAM modulato e demodulato. Infine nelle figure 19.a, 20.a e 20.b sono riportati gli spettri di Fourier dei rispettivi segnali V_i , V_{PAM} e V_i demodulato.

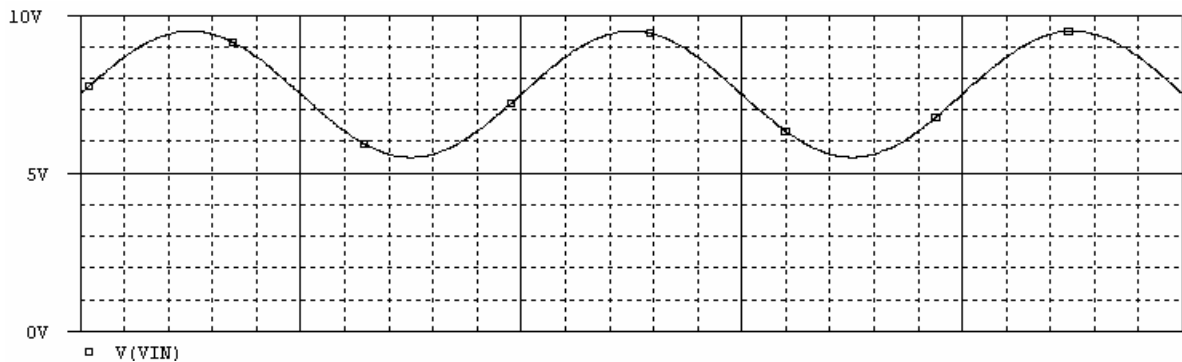


Fig. 19 Segnale in entrata V_i

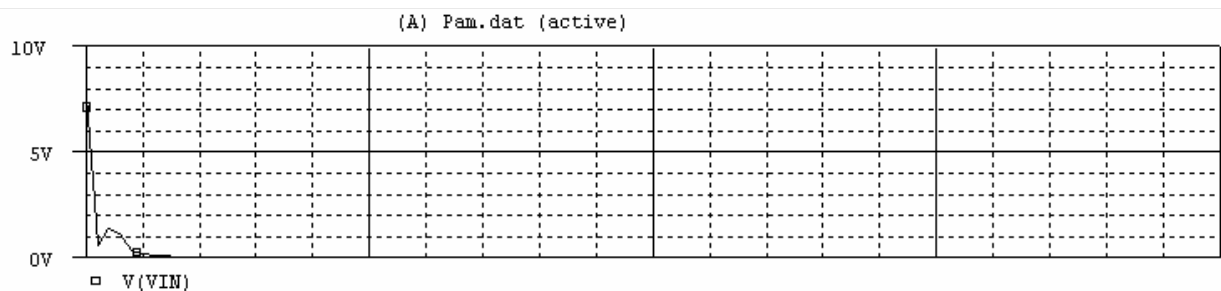


Fig. 19.a Spettro di Fourier del segnale V_i

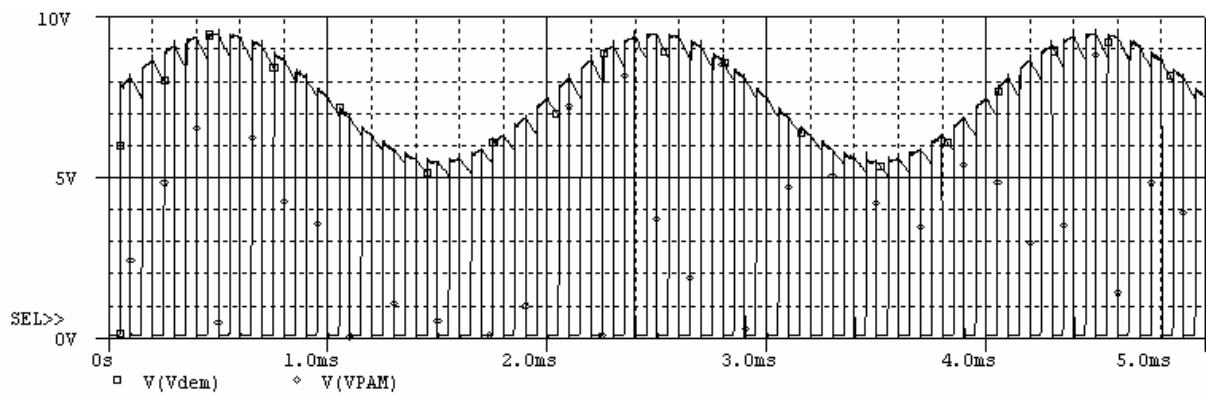


Fig. 20 Segnale PAM modulato e demodulato

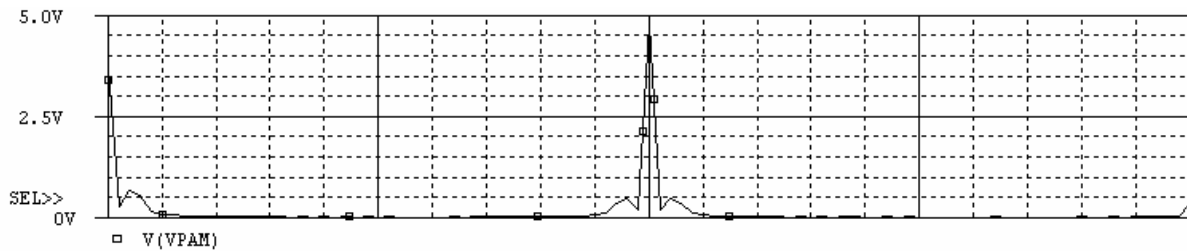


Fig. 20.a Spettro di Fourier del segnale VPAM

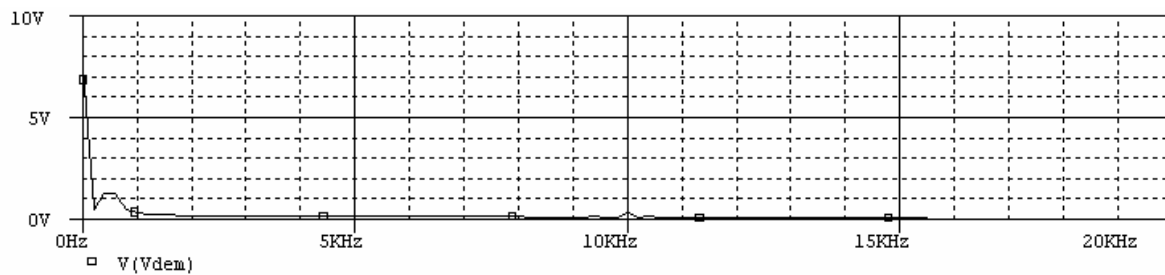


Fig. 20.b Spettro di Fourier del segnale Videmodulato

Realizzazione e verifica del circuito sulla bread board.

L'operazione successiva alla verifica sperimentale è quella della realizzazione del circuito sulla bread board e verifica attraverso un oscilloscopio a doppia traccia. Si riporta in figura 21 il circuito del modulatore e demodulatore PAM, montatosi sulla bread board.

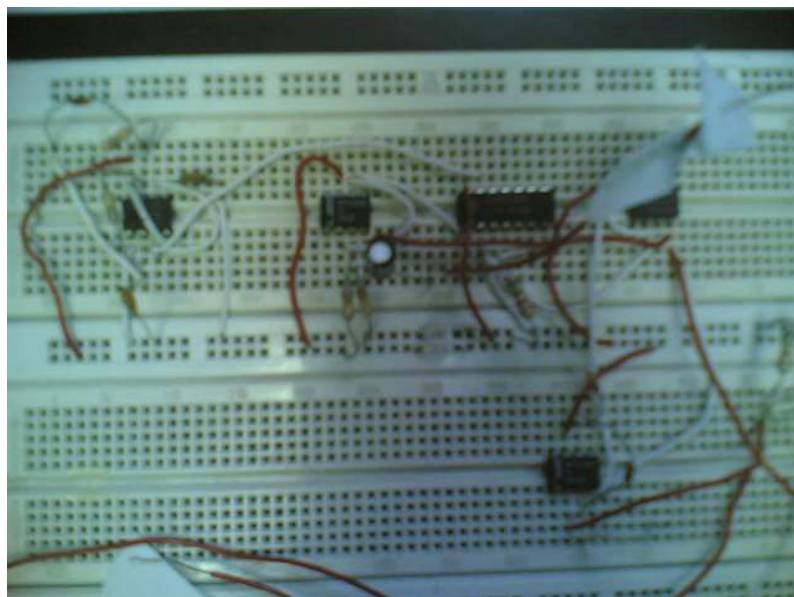


Fig. 21 Modulatore e demodulatore PAM su bread board

TRASMETTITORE PAM

Realizzazione e verifica del trasmettitore PAM attraverso l'utilizzo della bread board.

Il segnale V_{CAMP} di figura è stato realizzato con un generatore d'impulsi utilizzando un timer 555, in configurazione astabile, con tempificazione indicata nella successiva figura 22.

Il timer comanda l'interruttore CD4016, essenziale per il campionamento del segnale PAM.

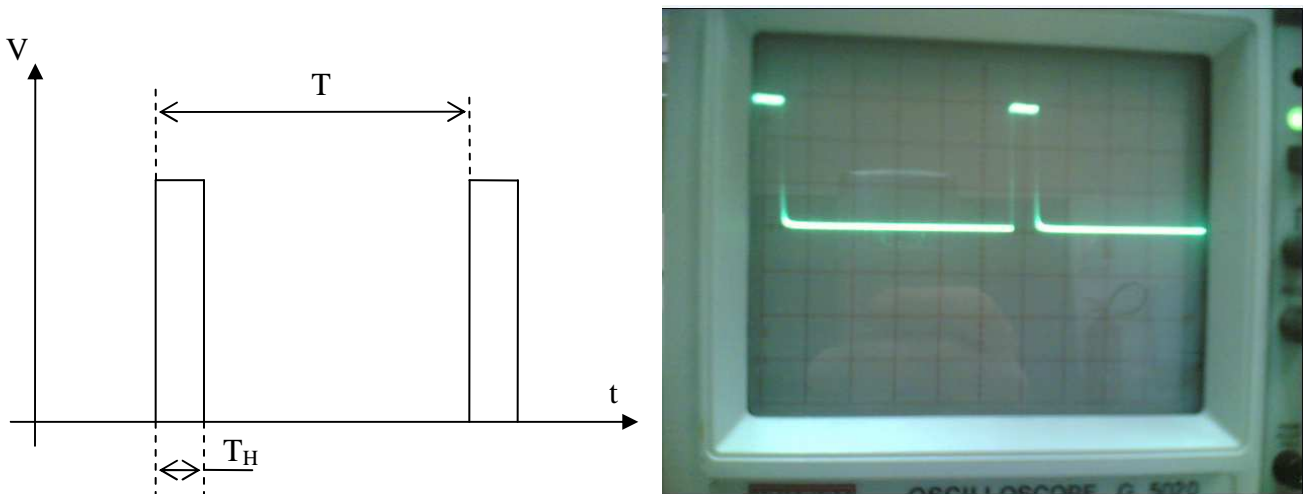


Fig. 22 Tempificazione del segnale di campionamento e visualizzazione su oscilloscopio.

Si è scelto $T_C \cong 120\mu\text{sec}$ come tempo di campionamento in modo tale da rispettare il teorema di Shannon (già ampiamente descritto precedentemente) il quale è essenziale per il campionamento del segnale.

Si sono scelti dei valori di resistenze e condensatori tali da ottenere un segnale, fornito dal timer 555, con frequenza all'incirca di:

$$f_c \cong 8\text{KHz}$$

Tipica frequenza di campionamento di un sistema PCM. Il segnale da campionare V_i si è scelto pari a:

$$f_i = 500\text{Hz}$$

Pertanto si ha:

$$f_c > 2f_i$$

Come richiesto dal teorema di Shannon.

In figura 23 si riporta lo schema del timer 555 con i valori delle resistenze e condensatori che si sono utilizzati.

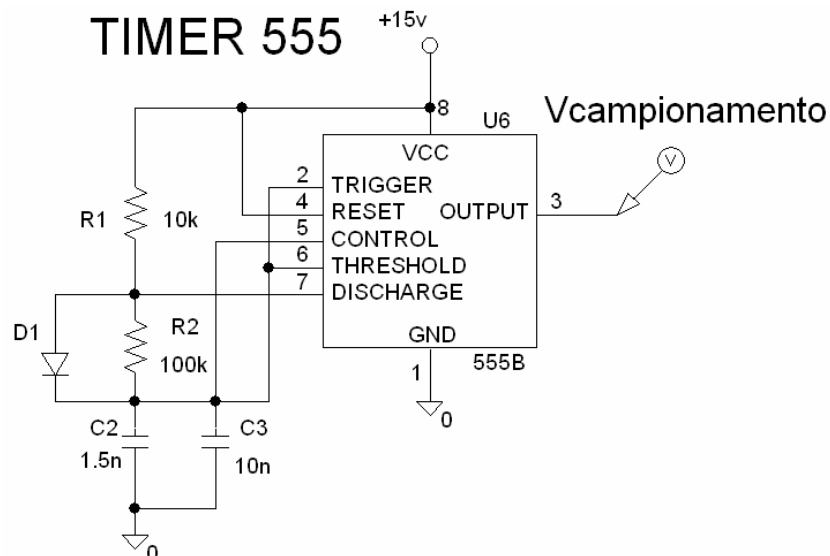


Fig. 23 Timer 555

Come noto si ha:

$$T_H \cong 0,7 \cdot R_1 \cdot C_2 = 10 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cong 10,5 \mu \text{ sec}$$

$$T_L \cong 0,7 \cdot R_2 \cdot C_2 = 100 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9} \cong 105 \mu \text{ sec}$$

Per cui si ha:

$$T_C = T_H + T_L \cong 115,5 \mu \text{ sec}$$

$$f_C = \frac{1}{T_C} \cong 8,6 \text{ KHz}$$

Se si volesse avere un valore di f_C pari esattamente a 8 KHz, si dovrebbero inserire dei potenziometri per regolare i valori di R_1 e/o R_2 .

Si è scelto come segnale da campionare il segnale V_i , sinusoidale con componente continua di offset di 7.5V con sovrapposto un segnale sinusoidale di ampiezza 2V.

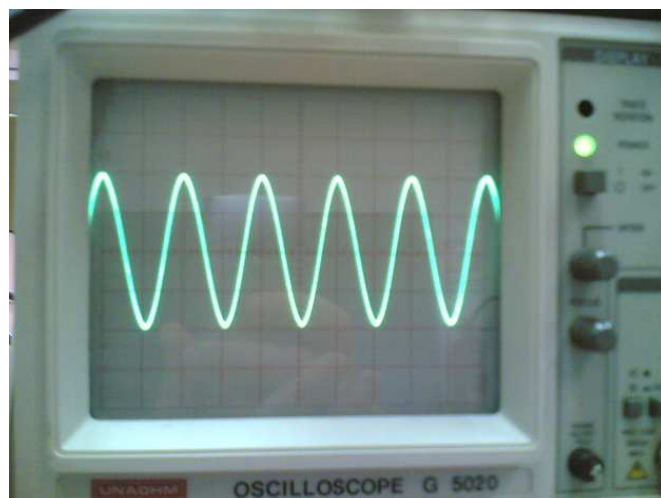


Fig. 24 Segnale V_i

Per ottenere tale segnale (vedi fig. 18 e 19) si è deciso di introdurre un partitore, composto dalle resistenze R_3 e R_4 e il condensatore C_1 , tra l'entrata e il pin 3 del LF356. Il tal modo la tensione sul pin 3 del LF356 è una tensione con offset di 7.5V.

Il segnale V_{in1} (fig.16) è sinusoidale con ampiezza $V_{AMPL}=2V$ e frequenza $FREQ=500Hz$

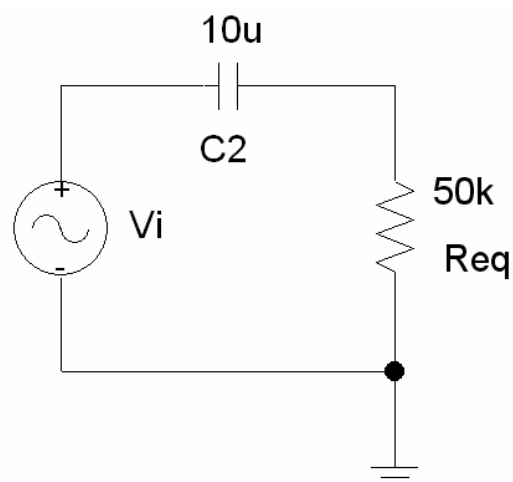


Fig. 25 Circuito equivalente d'ingresso

Il condensatore C_1 è un blocco per la corrente continua verso il generatore V_i e si comporta come cortocircuito per la componente alternata. Il circuito d'ingresso è assimilabile ad un filtro passa alto con frequenza di taglio di circa 0.33 Hz. Si riporta la curva di risposta del filtro.

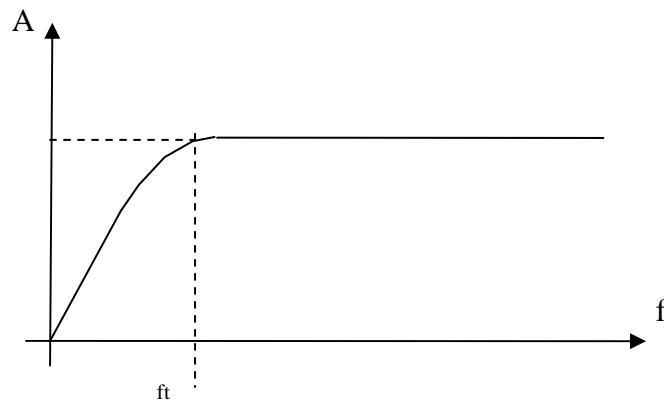


Fig. 26 Risposta del filtro passa-alto.

La f_t del filtro vale:

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_1} \cong 0.33 \text{ Hz}$$

Poiché la frequenza del segnale V_i fissata a 500Hz si ha $f_i \gg f_t$ e quindi il segnale sinusoidale passa totalmente. In tal modo il segnale d'ingresso al circuito campionatore (CD4016) è un segnale tutto positivo. Il segnale d'uscita del campionatore è costituito da una serie di impulsi di ampiezza variabile, segnale PAM come si mostra in figura 27.

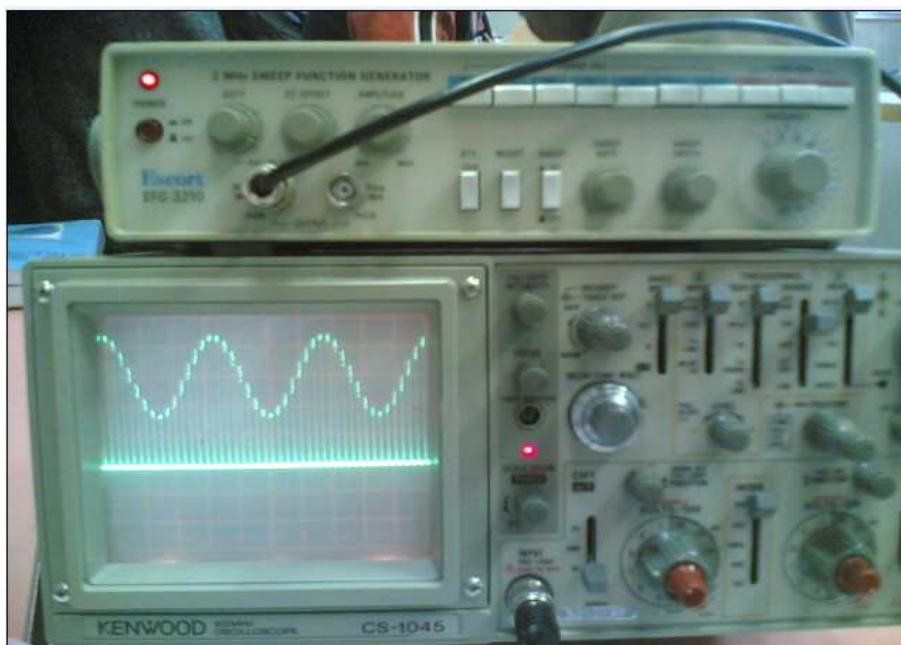


Fig. 27 Segnale PAM

RICEVITORE PAM

Realizzazione e verifica del trasmettitore PAM attraverso l'utilizzo della bread board.

Il ricevitore (fig. 17) è composto essenzialmente da un rilevatore a diodo, D2 e D3, che ha il compito di far passare la semionda positiva e bloccare la semionda negativa. Il ricevitore è assimilabile ad un filtro passa-basso composto dal condensatore C_4 e dalla resistenza R_6 . Con i valori utilizzati si ottiene una discreta ricostruzione del segnale. Nella figure 28 si mostra la risposta all'oscilloscopio.

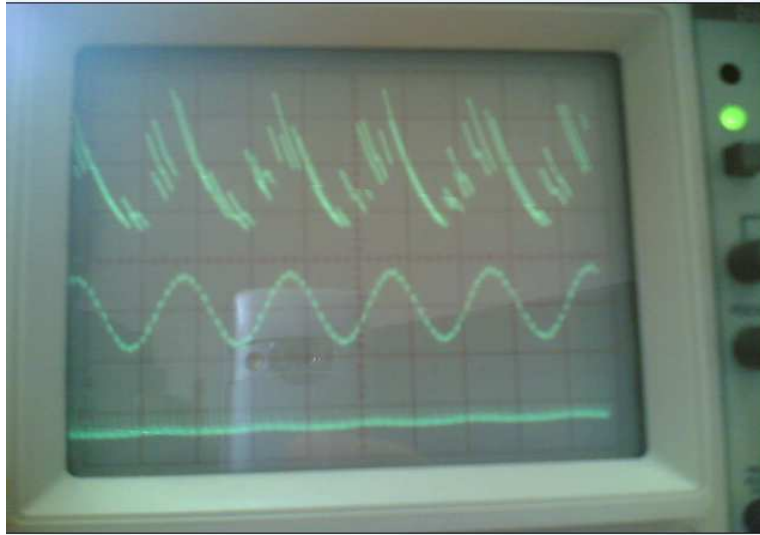


Fig. 28

Realizzazione del circuito stampato.

Infine si è passati alla realizzazione, del circuito progettato, sulla basetta utilizzando il programma Eagle Layout Editor. Il layout che si è ottenuto è riportato in figura 29. Successivamente alla realizzazione dei layout si è passati alla foto impressione. Inseguito si è immerso la basetta in una soluzione di acqua e sodio e poi in una soluzione di acido ferrico, quest'ultima essenziale per l'eliminazione del rame non desiderato ottenendo solo le piste marcate dalla foto impressione.

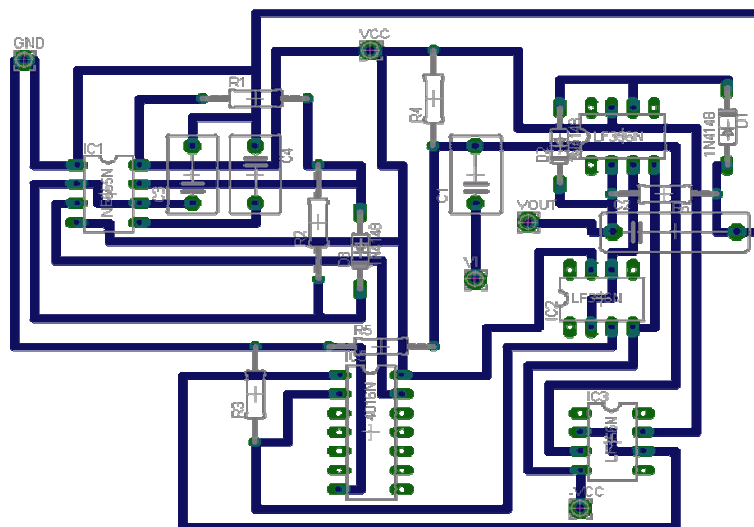


Fig. 29

In figura 30 si mostra il circuito montato su bassetta.

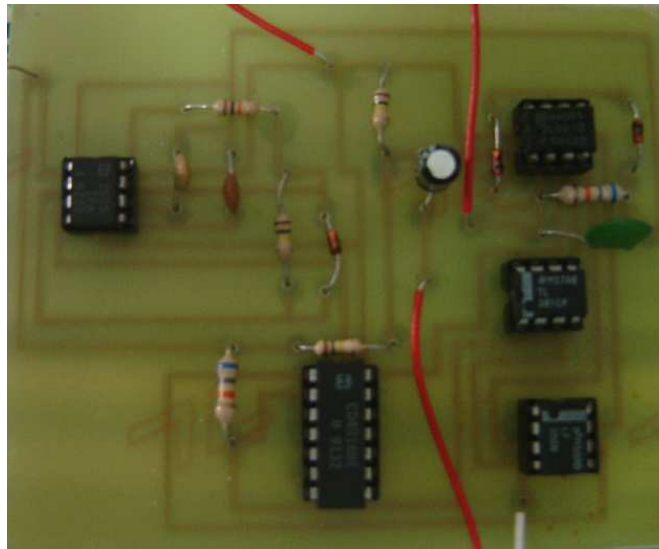


Fig. 30 a) Vista superiore della bassetta

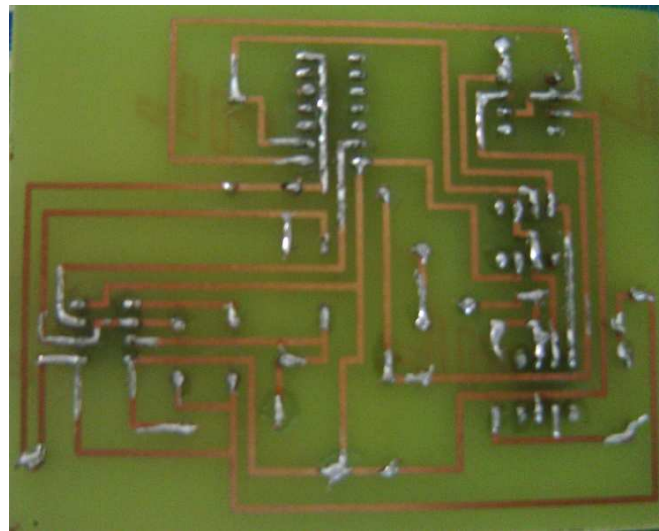


Fig. 30 b) Vista inferiore della bassetta

Concludendo in figura 31 si riporta il progetto finito, inserito in una scatola.

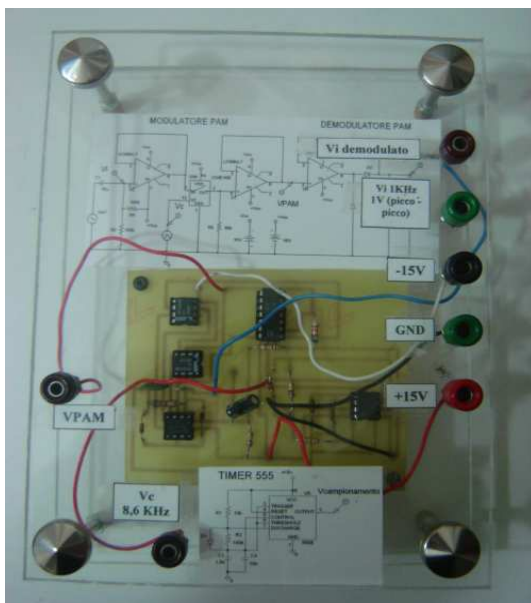


Fig. 31 Vista laterale e superiore del progetto finito

B4310A DESCRIZIONE DEL SISTEMA

In laboratorio si analizzato la modulazione PAM utilizzando il trainer modulazione a impulsi B4310A (figura 32) della ditta Samar, Milano.

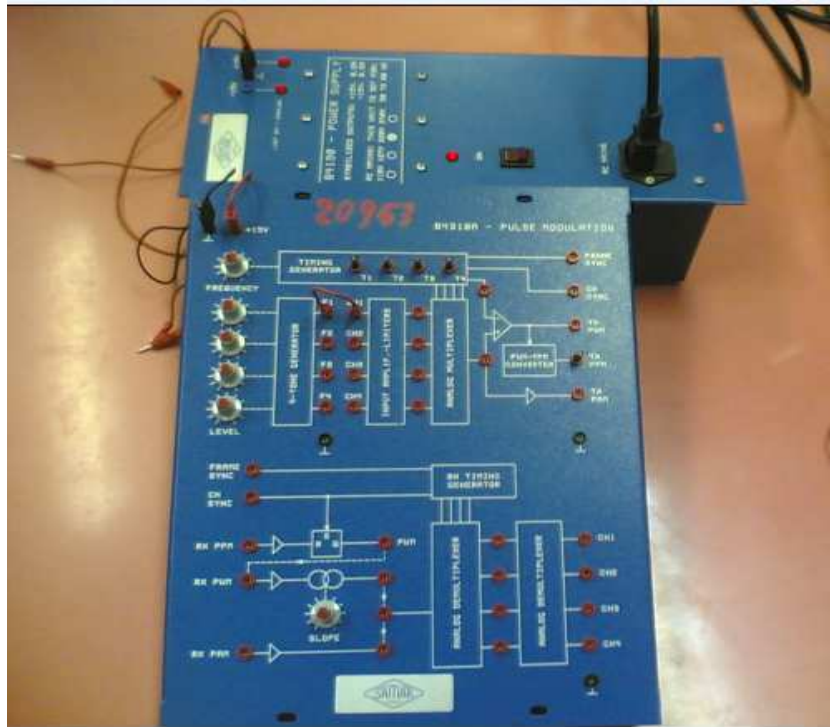


Fig. 32 Vista superiore del B4310A

Si riporta qui di seguito una descrizione dei vari blocchi del trainer utilizzati per quanto riguarda la modulazione PAM:

GENERATORE A 4 TONI

Questo è un circuito ausiliario che attualmente non fa parte del sistema di trasmissione ma è incorporato nell'unità per facilitare l'uso del trainer. Questo blocco prevede due segnali test sinusoidali, separati e regolabili fra 0 e circa 8 Vpp. Le onde quadre sono filtrate con filtro passa-basso per ottenere onde sinusoidali. I 4 segnali test hanno relazione di fase costante uno con l'altro, ciò consente di visualizzare sull'oscilloscopio nitide e pulite forme d'onda. L'uso di 4 segnali senza una precisa relazione non consentirà una buona visualizzazione dei segnali.

AMPLIFICATORE DI INGRESSO/LIMITATORE DI AMPIEZZA E FREQUENZA

Questo blocco consente di adattare i livelli e l'interfacciamento del multiplexer ai fattori esterni. Inoltre, l'amplificatore consente di limitare l'ampiezza (tagliare i picchi) e proteggere da sovraccarichi gli stadi seguenti.

GENERATORE DI SINCRONIZZAZIONE

Questo blocco consente di definire le sincronizzazioni del segnale richiesto per la trasmissione. Questi segnali sono:

- T1, T2, T3, T4: onde quadre, duty-cycle 25%, sfasatore 90° di ritardo.
- FRAME SYNC e CH SYNC: questi segnali consentono al ricevitore di sincronizzarsi con il trasmettitore
- Tale training è un modello a canali di un sistema TDM e ogni canale ha una frequenza media di banda passante (300 a 3KHz), il campionamento nominale per ogni canale è a 8 KHz quindi la sincronizzazione nominale per le operazioni TDM è a 4 canali x 8 KHz = 32 KHz.

MULTIPLEXER ANALOGICO

Questa è una sezione di 4 switchs analogici

Questi circuiti sono ingegnerizzati con tre morsetti "black box". Due morsetti sono segnali bidirezionali ingresso/uscita o viceversa, il terzo morsetto controlla i pin. Un livello alto di questo PIN determina il lavoro dello switch (chiuso) che consente il passaggio del segnale.

Le 4 sincronizzazioni del segnale da T1 a T4 sono impiegate per attivare in sequenza i 4 switch analogici, uno per ogni canale.

INTERFACCIA RX PAM

Questo è un terminale ricevente per il segnale TDM PAM distribuito dal trasmettitore PAM e chiamato TX PAM. Quando lavora con PAM, l'uscita di questo circuito è connessa al demultiplexer analogico per il seguente processo.

B4310A - PULSE MODULATION

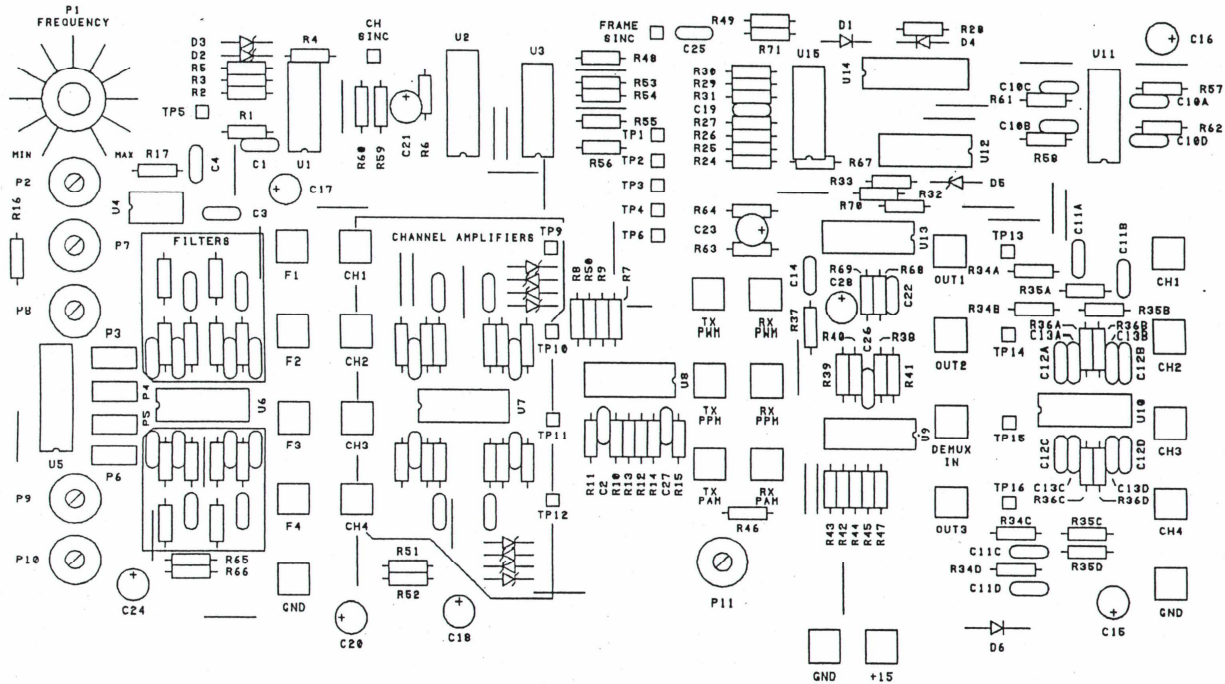


Fig. 33 Struttura interna del B4310A

Di seguito si riportano alcuni datasheet degli integrati di uso pratico per le modulazioni PAM e PCM.

TP3064, TP3067 "Enhanced" Serial Interface CMOS CODEC/Filter COMBO®

General Description

The TP3064 (μ -law) and TP3067 (A-law) are monolithic PCM CODEC/Filter utilizing the A/D and D/A conversion architecture shown in Figure 1, and a serial PCM interface. The devices are fabricated using National's advanced double-poly CMOS process (microCMOS).

Similar to the TP305X family, these devices feature an additional Receive Power Amplifier to provide push-pull balanced output drive capability. The receive gain can be adjusted by means of two external resistors for an output level of up to +6.6V across a balanced 600 Ω load.

Also included is an Analog Loopback switch and a \overline{TSX} output.

See also AN-370, "Techniques for Designing with CODEC/Filter COMBO Circuits."

Features

- Complete CODEC and filtering system including:
 - Transmit high-pass and low-pass filtering
 - Receive low-pass filter with $\sin x/x$ correction
 - Active RC noise filters
 - μ -law or A-law compatible COder and DECOder
 - Internal precision voltage reference
 - Serial I/O interface
 - Internal auto-zero circuitry
 - Receive push-pull power amplifiers
- μ -law—TP3064
- A-law—TP3067
- Designed for DS/D4 and CCITT applications
- +5V operation
- Low operating power—typically 70 mW
- Power-down standby mode—typically 3 mW
- Automatic power-down
- TTL or CMOS compatible digital interfaces
- Maximizes line interface card circuit density

CODEC® and TR-STAT® are registered trademarks of National Semiconductor Corporation.

Block Diagram

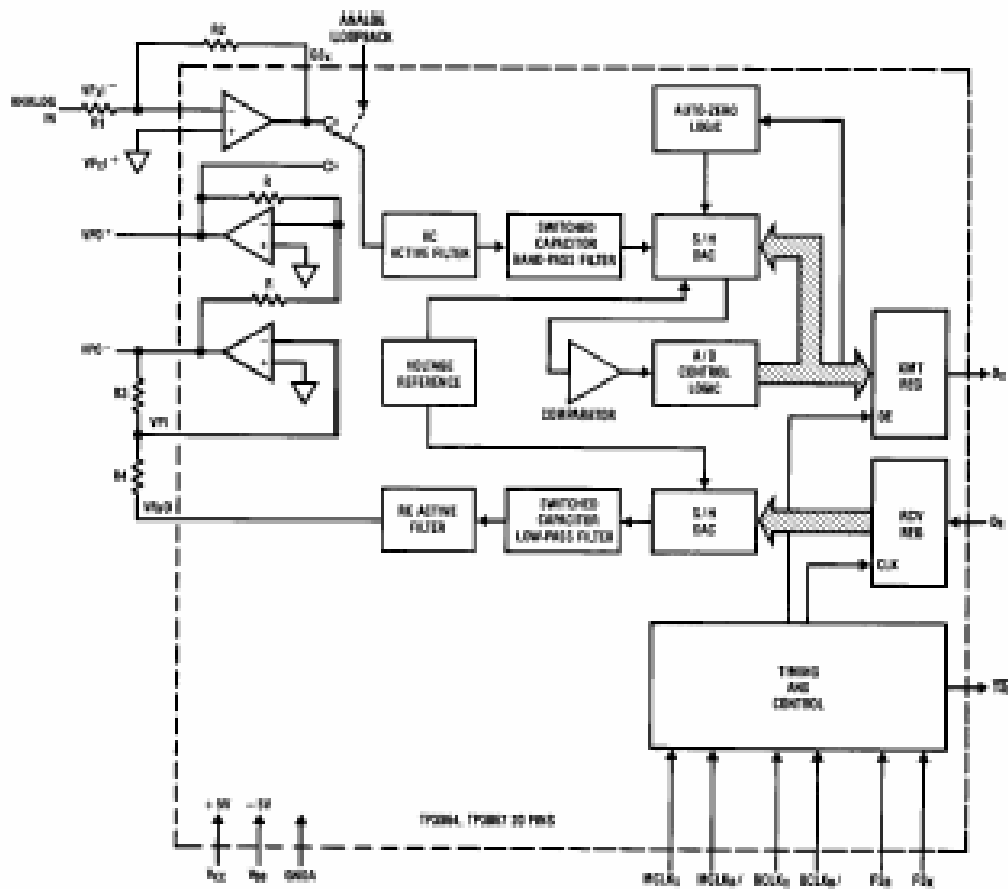


FIGURE 1

TL/H5070-1

LF155/LF156/LF256/LF257/LF355/LF356/LF357

JFET Input Operational Amplifiers

General Description

These are the first monolithic JFET input operational amplifiers to incorporate well matched, high voltage JFETs on the same chip with standard bipolar transistors (BI-FET™ Technology). These amplifiers feature low input bias and offset currents/low offset voltage and offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection. The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low 1/f noise corner.

Features

Advantages

- Replace expensive hybrid and module FET op amps
- Rugged JFETs allow blow-out free handling compared with MOSFET input devices
- Excellent for low noise applications using either high or low source impedance—very low 1/f corner
- Offset adjust does not degrade drift or common-mode rejection as in most monolithic amplifiers
- New output stage allows use of large capacitive loads (5,000 pF) without stability problems
- Internal compensation and large differential input voltage capability

Applications

- Precision high speed integrators
- Fast D/A and A/D converters
- High impedance buffers
- Wideband, low noise, low drift amplifiers

- Logarithmic amplifiers
- Photocell amplifiers
- Sample and Hold circuits

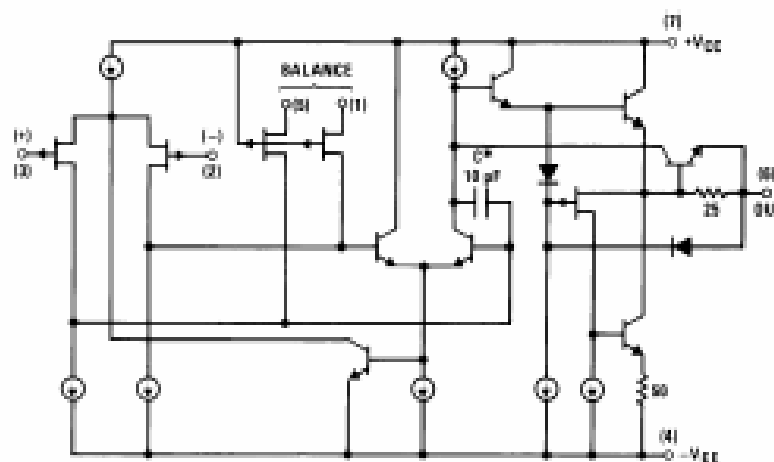
Common Features

- Low input bias current: 30pA
- Low Input Offset Current: 3pA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low input noise current: $0.01\text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- High common-mode rejection ratio: 100 dB
- Large dc voltage gain: 106 dB

Uncommon Features

	LF155/ LF356	LF156/ LF256/ LF356	LF257/ LF357 ($A_V=5$)	Units
■ Extremely fast settling time to 0.01%	4	1.5	1.5	μs
■ Fast slew rate	5	12	50	V/ μs
■ Wide gain bandwidth	2.5	5	20	MHz
■ Low input noise voltage	20	12	12	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Simplified Schematic



* 3pA in LF357 series.

CD4016BC

Quad Bilateral Switch

General Description

The CD4016BC is a quad bilateral switch intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. It is pin-for-pin compatible with CD4066BC.

Features

- Wide supply voltage range: 3V to 15V
- Wide range of digital and analog switching: $\pm 7.5 V_{PEAK}$
- "ON" resistance for 15V operation: 400 Ω (typ.)
- Matched "ON" resistance over 15V signal input: $\Delta R_{ON} = 10\Omega$ (typ.)
- High degree of linearity:
 - 0.4% distortion (typ.)
 - @ $f_{IS} = 1$ kHz, $V_{IS} = 5 V_{p-p}$
 - $V_{DD} - V_{SS} = 10V$, $R_L = 10$ k Ω
- Extremely low "OFF" switch leakage:
 - 0.1 nA (typ.)
 - @ $V_{DD} - V_{SS} = 10V$
 - $T_A = 25^\circ C$

- Extremely high control input impedance: 10¹² Ω (typ.)
- Low crosstalk between switches:
 - 50 dB (typ.)
 - @ $f_{IS} = 0.9$ MHz, $R_L = 1$ k Ω
- Frequency response, switch "ON": 40 MHz (typ.)

Applications

- + Analog signal switching/multiplexing
 - Signal gating
 - Squelch control
 - Chopper
 - Modulator/Demodulator
 - Commutating switch
- + Digital signal switching/multiplexing
- + CMOS logic implementation
- + Analog-to-digital/digital-to-analog conversion
- + Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain

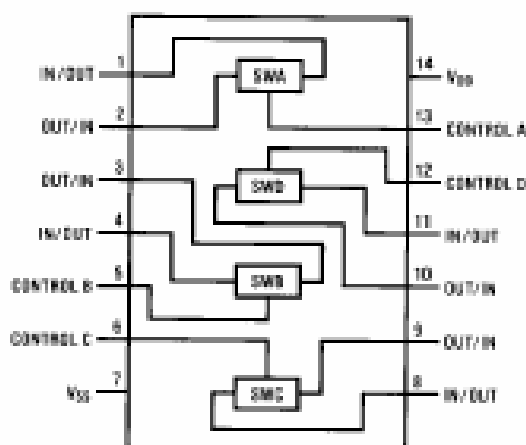
Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4016BCM	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150" Narrow
CD4016BCN	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the letter suffix "X" to the ordering code.

Connection Diagram

Pin Assignments for DIP and SOIC



Schematic Diagram

