

Prof. A. Ciurullo SISTEMI TELEFONICI A DIVISIONE DI TEMPO
(TDM - TIME DIVISION MULTIPLEX)

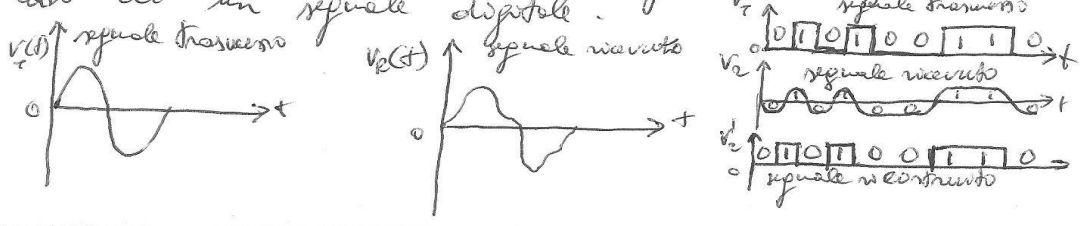
Esistono due tipi di sistemi telefonici: i sistemi a divisione di frequenza (multiplexati in frequenza - FDM - Frequency Division Multiplex) ed i sistemi a divisione di tempo (multiplexati nel tempo - TDM). I sistemi FDM hanno svolto un ruolo molto importante in passato, quando non erano ancora diffuse le tecniche telefoniche digitali, ma a poco a poco sono stati ^{parzialmente} rimpiazzati, con l'evolversi delle tecnologie, dai sistemi TDM, che tendono a soppiantarli totalmente. ~~Nei~~ Nei sistemi FDM ad ogni canale telefonico viene assegnata una banda di trasmissione, e ^{proporzionalmente} la banda complessiva relativa ad un fascio di ^(o multiplex) canali telefonici viene suddivisa in tante sottobande, le cui informazioni vengono estratte in ricezione mediante filtri passa-banda prima della demodulazione. Nei sistemi TDM ^{invece,} lungo il canale ^(mezzo fisico) di trasmissione (cavo coassiale o fibra ottica) ^{e spatio} transitano i singoli campioni dei segnali ^o le informazioni binarie associate ai singoli campioni, in determinati intervalli temporali ^{elementari} (time slots), nei quali viene suddiviso l'intero intervallo temporale ^(frame) ^{costante} di un campione (o di relativi bit) di ogni segnale ^o fascio (frame del fascio di canali telefonici). La sincronizzazione tra dispositivi trasmettenti e ricevitori è ovviamente indispensabile per potere ricostruire in ricezione i veri segnali sulle base dei campioni (o dei bit) ricevuti in sequenza.

za temporale.

I sistemi TDM attualmente in uso sono due: 1) Il sistema TDM-PAM, dove PAM sta per Pulse Amplitude Modulation, che consiste nel trasmettere spazialmente i campioni analogici dei vari segnali forniti sotto forma di impulsi di ampiezza dipendente da quella del segnale fornito modulante (Modulazione di ampiezza su portante impulsiva); 2) Il sistema TDM-PCM, che consiste nel ^{in binario} codificare i ^{analogici} segnali forniti da un sistema TDM-PAM. Ad ogni campione TDM-PAM viene associata, mediante conversione A/D, una sequenza di bit alta e rappresentarlo. (PCM sta per Pulse Code Modulation, cioè Modulazione con impulsi codificati)

Il vantaggio dei sistemi TDM-PCM rispetto ai sistemi TDM-PAM consiste nella notevole riduzione dei disturbi tipici dei sistemi basati su tecniche analogiche, unite ad una semplificazione notevole del processo di ricostruzione del segnale digitale in ricezione; infatti per ricostruire i singoli bit, anche in presenza di rumore, è sufficiente individuare una soglia di transizione tra i livelli logici ed utilizzare un circuito Trigger ~~che serve a ripristinare la~~ che serve a ripristinare la forma rettangolare dei segnali digitali ricevuti.

In figure sono rappresentate le deformazioni introdotte dal canale di trasmissione, in presenza di rumore e dei vari tipi di distorsione, nel caso di un segnale analogico e nel caso di un segnale digitale.



Differenza fondamentale tra i sistemi FDM e TDM;

Nei sistemi FDM si utilizza un solo canale fisico (metto trasmissivo) per la trasmissione delle bande di frequenza assegnate ai vari segnali, che sfruttano tutto il tempo disponibile per la trasmissione.

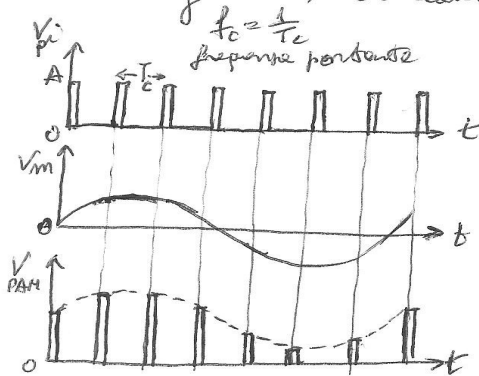
Nei sistemi TDM invece si utilizza un solo canale fisico per la trasmissione, in tempi diversi, dei campioni o dei bits relativi ai singoli segnali, che vengono trasmessi sperimentalmente nel tempo sfruttando tutta la banda disponibile.

Modulazione

PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Modulazione di ampiezza ad impulsi

La modulazione PAM consiste nel far variare l'ampiezza di una portante impulsiva V_i in funzione del segnale modulante. Se A è l'ampiezza degli

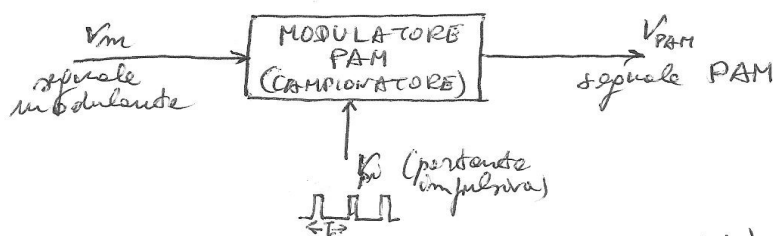


impulsi in assenza del segnale modulante V_m , bisogna sommare algebricamente ad A il valore di V_m relativo all'istante di applicazione dell'impulso (considerato di durata trascurabile rispetto al periodo T_c della portante impulsiva).

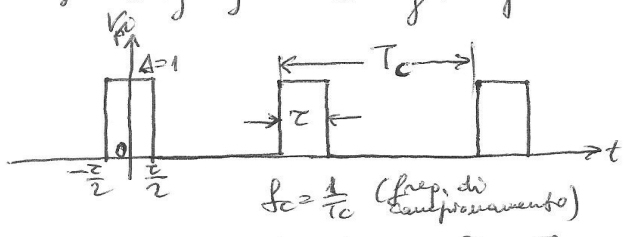
$$V_{PAM} = A + V_m(t_n),$$

dove $t_n = nT_c$ è l'istante in corrispondenza del quale si considera il campione del segnale V_m .

In pratica la modulazione PAM si ottiene utilizzando un circuito campionatore, costituito essenzialmente da un interruttore analogico (transistor bipolare (BJT) o MOSFET unipolare) pilotato dalla portante impulsiva.



La funzione campionatrice (portante impulsiva V_p) si può rappresentare in serie di Fourier considerando impulsi rettangolari positivi di ampiezza unitaria ($A=1$), durata τ e periodo T_c . Il duty cycle D degli impulsi è dato da $\frac{\tau}{T_c}$.



$$V_p(t) = AD + 2AD \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin n\pi D}{n\pi D} \right) \cos n\pi t / T_c$$

dove $n=1, 2, 3, \dots$ ed $\omega_c = \frac{2\pi}{T_c} = 2\pi f_c$

Essendo $A=1$ e $D = \frac{\tau}{T_c}$, si ha anche;

$$V_p(t) = \frac{\tau}{T_c} + \frac{2\tau}{T_c} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T_c}}{n\pi\frac{\tau}{T_c}} \right] \cos(n\omega_c t)$$

ampiezza dell'ennesima componente armonica con frequenza $n f_c$

Il segnale PAM V_{pam} può essere pertanto rappresentato in serie di Fourier moltiplicando $V_p(t)$ per V_m .

Considerando, per esempio come segnale modulante un segnale sinusoidale di ampiezza V_{mMAX} e frequenza f_m , si ha:

$$V_m(t) = V_{mMAX} \cos \omega_m t$$

$$\omega_m = 2\pi f_m$$

$$V_{PAM} = V_{pi}(t) \cdot V_m(t) = V_{mMAX} \cos \omega_m t \cdot \left[\frac{\tau}{T_c} + \frac{2\tau}{T_c} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T_c}}{n\pi\tau/T_c} \right] \cos n\omega_c t \right]$$

$$= \frac{\tau}{T_c} V_{mMAX} \cos \omega_m t + \frac{2\tau}{T_c} V_{mMAX} \cos \omega_m t \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T_c}}{n\pi\tau/T_c} \right] \cos n\omega_c t$$

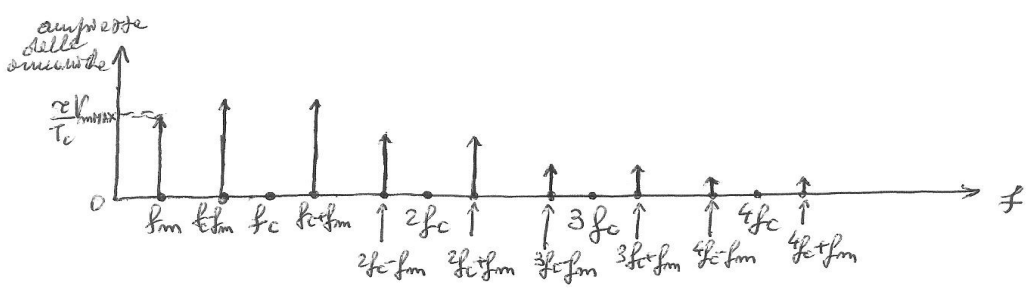
$$= \frac{\tau}{T_c} V_{mMAX} \cos \omega_m t + \frac{2\tau}{T_c} V_{mMAX} \sum_{n=1}^{\infty} \cos \omega_m t \cdot \cos n\omega_c t \cdot \left[\frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T_c}}{n\pi\tau/T_c} \right]$$

$$= \frac{\tau}{T_c} V_{mMAX} \cos \omega_m t + \frac{2\tau}{T_c} V_{mMAX} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} \left[\frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T_c}}{n\pi\tau/T_c} \right] \cdot$$

$$\cdot \left[\cos(\omega_m + n\omega_c)t + \cos(n\omega_c - \omega_m)t \right]$$

(per le formule di Werner)

Si nota pertanto che lo spettro di un segnale PAM è costituito da una componente spettrale di pulsazione ω_m e da $2m$ componenti spettrali disposte simmetricamente rispetto alle pulsazioni $n\omega_c$ multiple della pulsazione ω_c corrispondente alla frequenza di campionamento f_c . L'ampiezza delle componenti spettrali dipende al variare di n come $\frac{\sin x}{x}$.



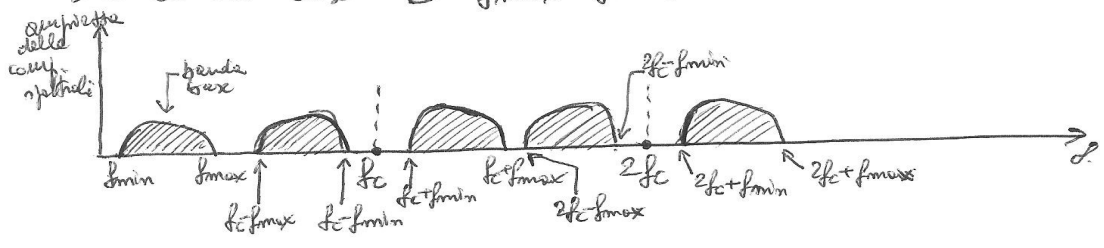
Spettro di un segnale PAM

Le ampiezze delle componenti armoniche si annullano per $n\pi\tau = k\pi$, dove per $n\tau f_c = k$, $n = \frac{k}{\tau f_c}$

Se $\frac{\tau}{T_c} = \frac{1}{3}$ ($\tau f_c = \frac{1}{3}$) si trova $n f_c = \frac{1}{\tau} = 3, 6, 9, \dots$

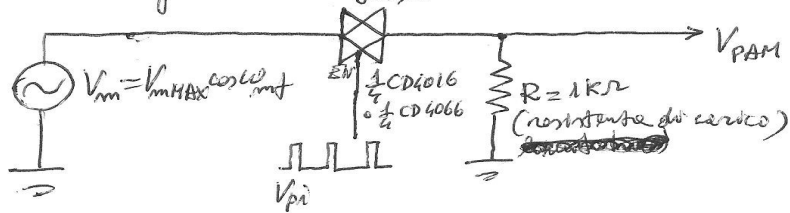
che le ampiezze si annullano per $n = \frac{1}{f_c\tau} = 3, 6, 9, \dots$.
 Si osserva che si ottiene la soppressione delle armoniche della frequenza di campionamento $n f_c$ e della stessa frequenza di campionamento f_c .

Se invece il segnale modulante è costituito da una banda di frequenze comprese tra f_{max} e f_{min} (segnale modulante non sinusoidale), si ottengono tante bande centrate attorno alle armoniche di f_c , più la banda base $B = f_{max} - f_{min}$.

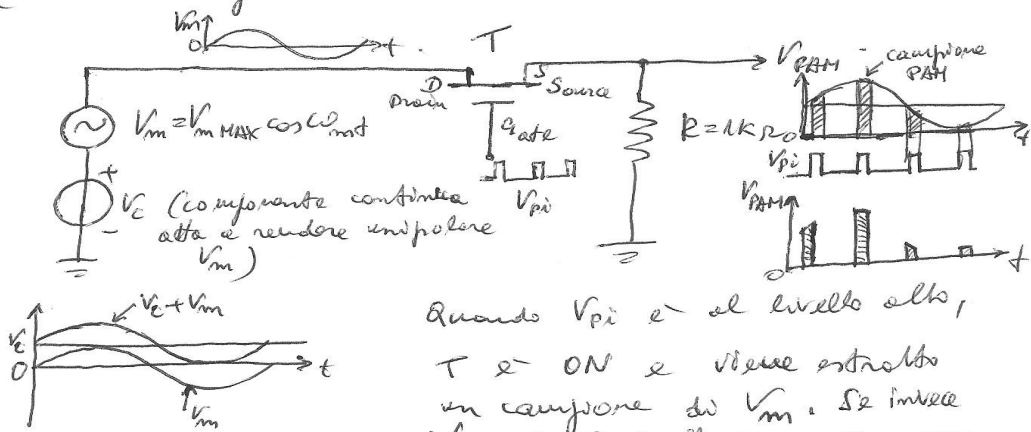


Circuiti Modulatore PAM

Il più semplice modulatore PAM è costituito da un interruttore analogico (BJT o MOSFET) pilotato dal segnale rettangolare V_{pi} (portante impulsiva).



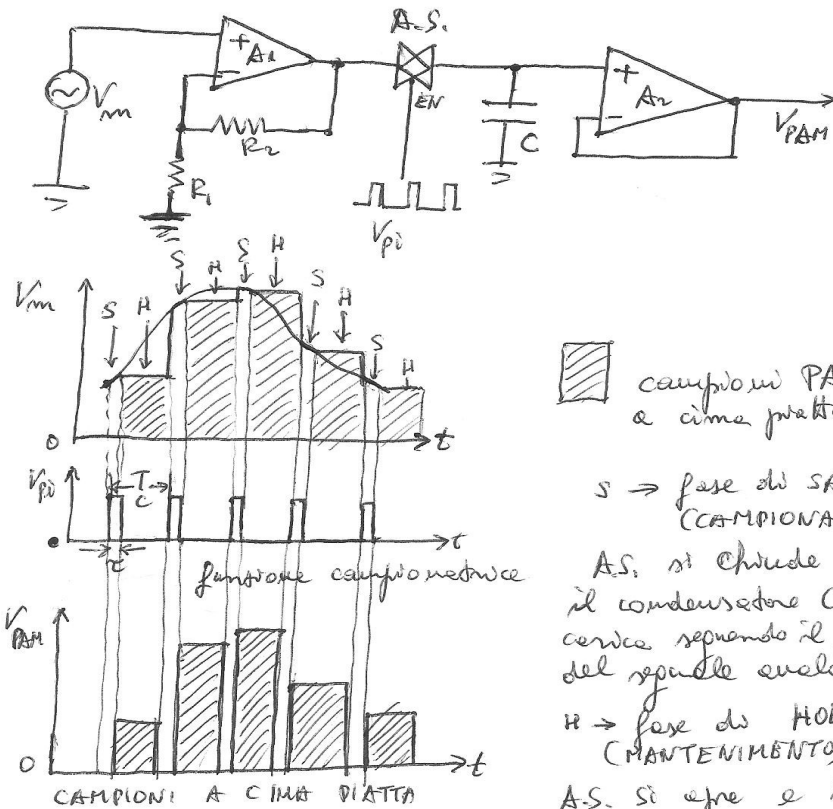
A.S. Analog Switch è un interruttore analogico (circuito integrato CD4016 o CD4066 (CMOS))




Quando V_{pi} è al livello alto, T è ON e viene estratto un campione di V_m . Se invece V_{pi} è al livello basso, T è OFF e $V_{PAM} = 0$ (MOSFET interdetto).

In pratica, anche al fine di utilizzare il segnale PAM in un sistema PCM, si preferisce effettuare il campionamento non in modo naturale, come in figura, seguendo cioè il profilo del segnale analogico V_m , ma in modo da ottenere campioni a cadenza fissa.

Per ottenere campioni e cime piatte, oltre a pilotare il convertitore A/D da un ~~modulatore~~ ^{codificatore} PCM, si utilizza il circuito Sample and Hold, costituito da un amplificatore d'ingresso da bufferizzare il generatore del segnale modulante, da un interruttore analogico, da un condensatore in funzione di memoria analogica, e da un buffer d'uscita per il pilotaggio del convertitore A/D.



 campioni PAM a cima piatta.
 S → fase di SAMPLE (CAMPIONAMENTO)
 A.S. si chiude ed il condensatore C si carica seguendo il profilo del segnale analogico.
 H → fase di HOLD (MANTENIMENTO)

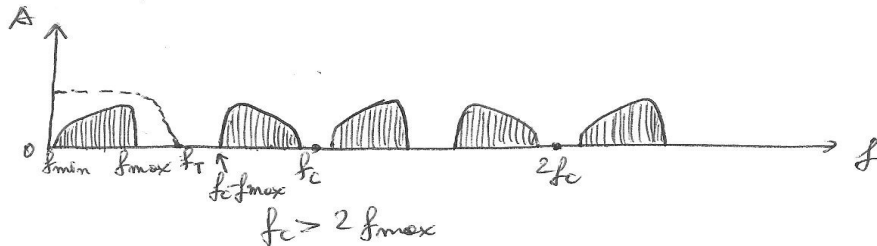
Nella fase di SAMPLE C si carica con costante di tempo trascurabile attraverso la resistenza d'uscita ($R_{u2} \approx 0$) di A_2 .

A.S. si apre e la tensione ai capi di C viene bufferizzata dall'operatore A_2 con elevatissima impedenza d'ingresso.

DEMODULAZIONE PAM

Lo spettro di un segnale PAM contiene oltre alla banda base $B = f_{max} - f_{min}$ dovute al segnale modulante, le bande laterali superiori e inferiori centrate attorno alle armoniche della frequenza di campionamento f_c .

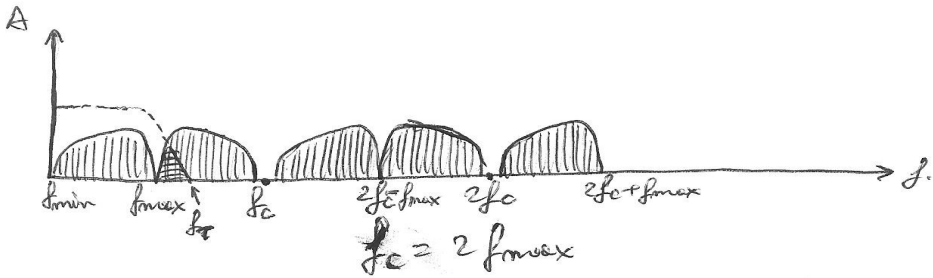
Facendo riferimento al teorema di Shannon, che stabilisce il valore minimo della frequenza di campionamento $f_c \geq 2f_{max}$, necessaria per poter ricostruire fedelmente il segnale in ricezione, si deduce dai spunti propri la necessità di impiegare ^{una} frequenze di campionamento f_c maggiore della massima frequenza (f_{max}) presente nello spettro del segnale modulante (banda base).
 $B = f_{max} - f_{min}$.



Se $f_c > 2f_{max}$, la demodulazione del segnale PAM, ottenuta mediante un filtro passa-banda (preferibilmente di II ordine) con frequenza di taglio $f_{max} < f_T < f_c - f_{max}$, consente di ricostruire fedelmente il segnale PAM trasmesso.

Se $f_c = 2f_{max}$ (condizione limite), viene rispettato il teorema di Shannon, ~~ma~~ tuttavia la demodulazione del segnale PAM, ^{quando} non è possibile ~~con~~ un filtro ideale \rightarrow f_T a taglio netto, introduce una ~~distorsione~~ ^{distorsione} derivante dal

contributo della banda laterale inferiore compresa fra $f_c - f_{max}$ ed $f_c - f_{min}$,

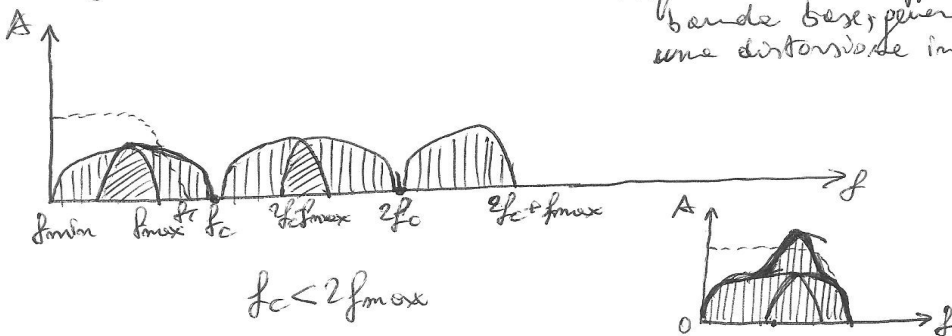


Se $f_c = 2 f_{max}$, vengono demodulate dal filtro passa-basso anche le componenti spettrali comprese nelle zone a doppio tratteggio, generando distorsione dovuta al fenomeno del cosiddetto



ALIASING, cioè all'inclusione di frequenze estranee alla banda base primaria del segnale modulante.

Il fenomeno di ALIASING, detto anche fenomeno delle frequenze fantasma, è ancora più marcato se f_c è minore di $2 f_{max}$, in quanto la banda laterale inferiore si sovrappone alla banda base, generando una distorsione inaccettabile.



SISTEMA TDM - PAM

Il sistema PAM a divisione di tempo (Time Division Multiplex) è basato sulla formazione del multiplo PAM, che è la trama base per la trasmissione sequenziale dei campioni del segnale da trasmettere.

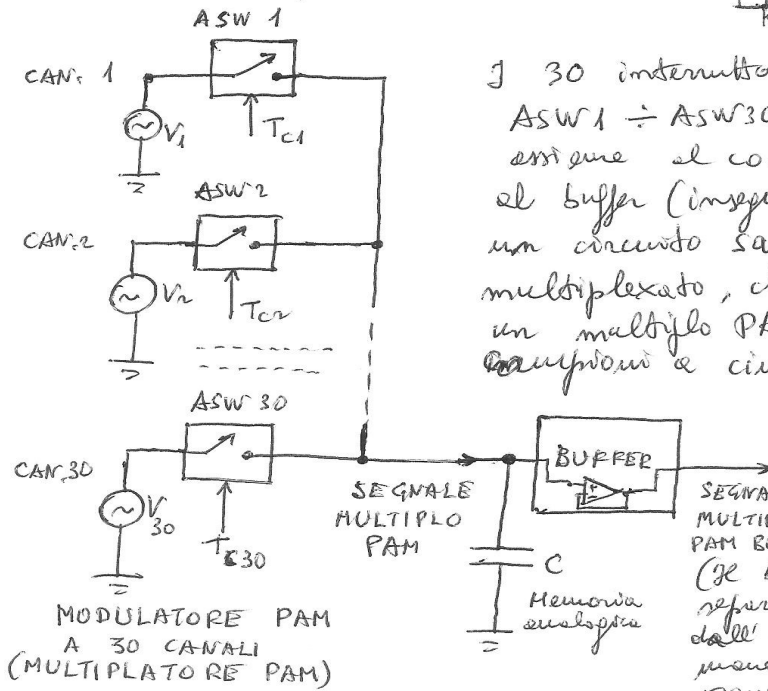
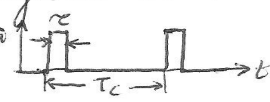
Il segnale telefonico occupa una banda di frequenza compresa tra 300 Hz e 3400 Hz, delimitata da filtri telefonici passa-banda. Si considera in pratica, nei sistemi TDM-PAM e TDM-PCM una banda larga di 4 KHz, per cui è necessario, per il teorema di Shannon, impiegare una frequenza di campionamento $f_c = 8 \text{ KHz}$, con $T_c = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{8 \cdot 10^3} = 125 \mu\text{s}$, intervallo tra due campionamenti consecutivi. Per non alterare lo spettro del segnale da trasmettere e prevenire una base di distorsione di ampiezza nella ricostruzione del segnale, è necessario che gli impulsi di campionamento abbiano una durata τ piccola rispetto a T_c ; pertanto si adotta per τ il valore di 976 ns, pari a 2 periodi del clock di cifre $f_{CF} = 2,048 \text{ MHz}$ ($T_{CF} = 488 \text{ ns}$) nei sistemi TDM-PCM.

Tra due impulsi di campionamento consecutivi, relativi ad un segnale, è pertanto possibile inserire campioni di altri segnali del fascio PAM. Nello standard europeo, normalizzato da CCITT, i sistemi PAM e PCM utilizzano fascio di 32 canali, di cui 2 per sincronizzazione e segnalazione e 30 per i canali telefonici; pertanto l'intervallo di tempo

(TIME SLOT) assegnato a ciascun canale vale $IT = \frac{T_c}{N} = \frac{125}{32} = 3,9 \mu s$

MULTIPLICAZIONE PAM

La formazione del multiplo PAM si realizza mediante un multiplexer analogico costituito da 30 interruttori analogici pilotati da altrettanti impulsi digitali di durata $t = 976 \text{ ns}$ e periodo $T_c = 125 \mu s$.

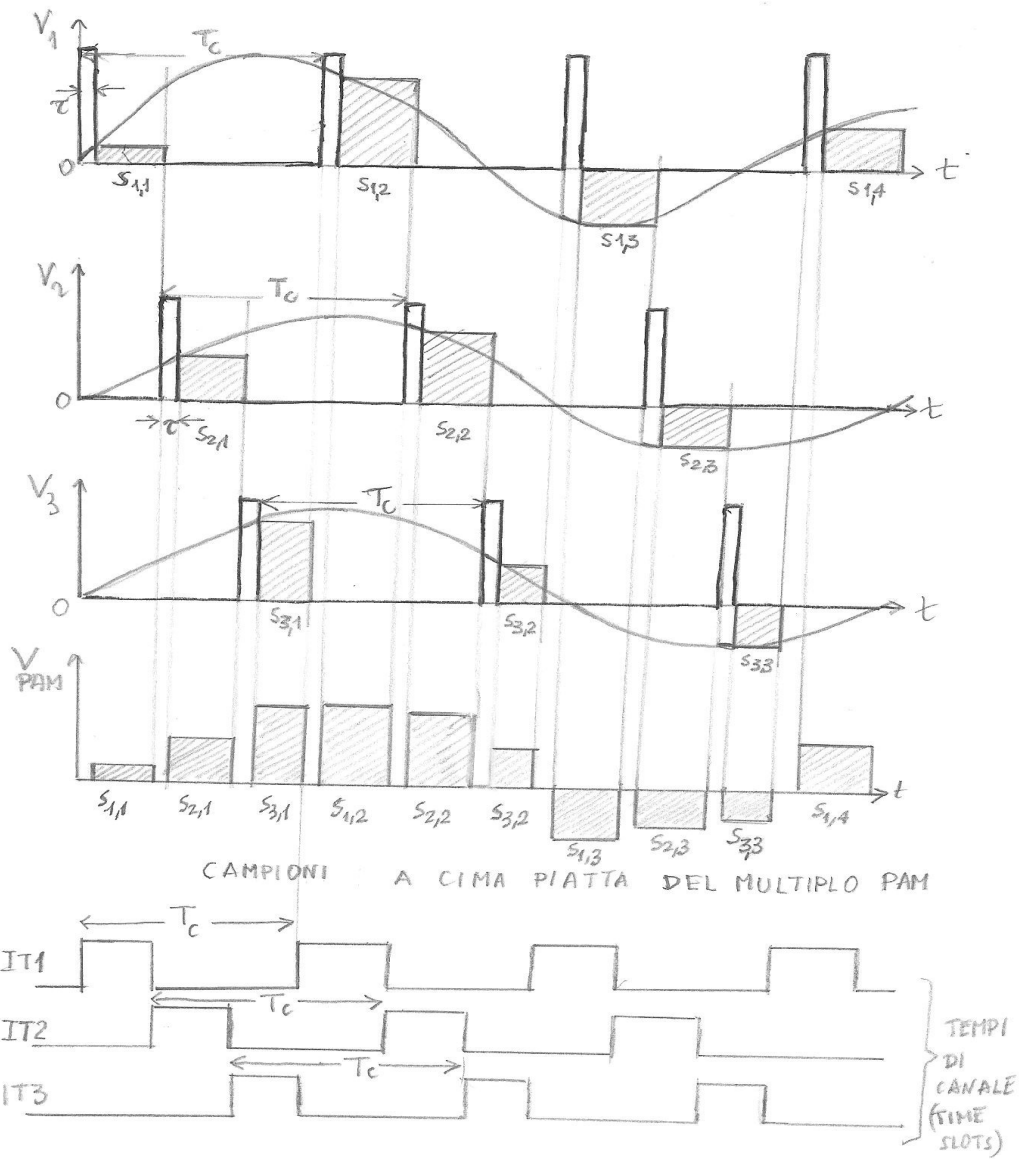


I 30 interruttori analogici $ASW_1 \div ASW_{30}$ costituiscono assieme al condensatore ed al buffer (inseguitore di tensione) un circuito sample and hold multiplexato, che fornisce un multiplo PAM formato da campioni a cima piatta.

(Il buffer consente di separare il condensatore dall'uscita al fine di mantenere costante ciascun campione acquisito.)

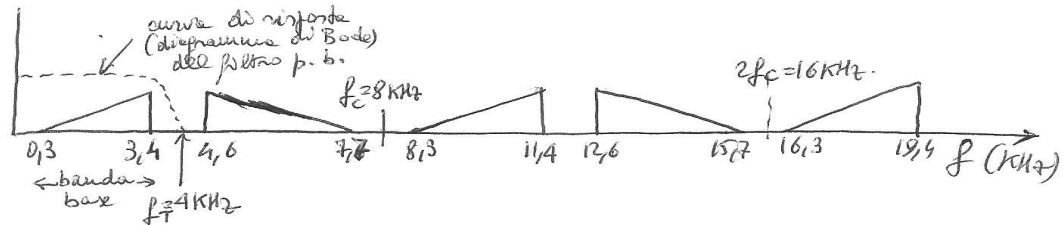
MODULATORE PAM A 30 CANALI (MULTIPLICAZIONE PAM)

Considerando, per semplicità, 3 segnali, si ottengono i grafici seguenti, che illustrano la formazione di un multiplo PAM a 3 canali.

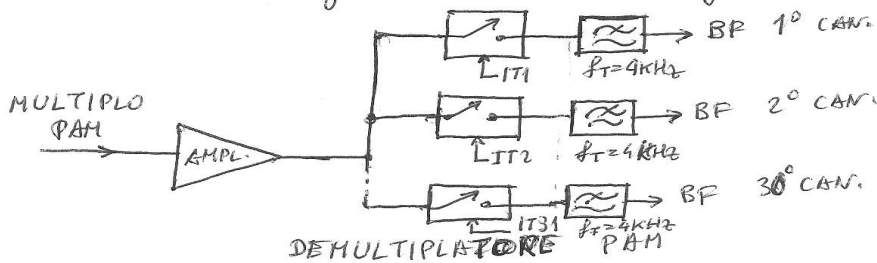


DEMULTIPLAZIONE PAM

Lo spettro del segnale PAM è rappresentato dal seguente grafico:



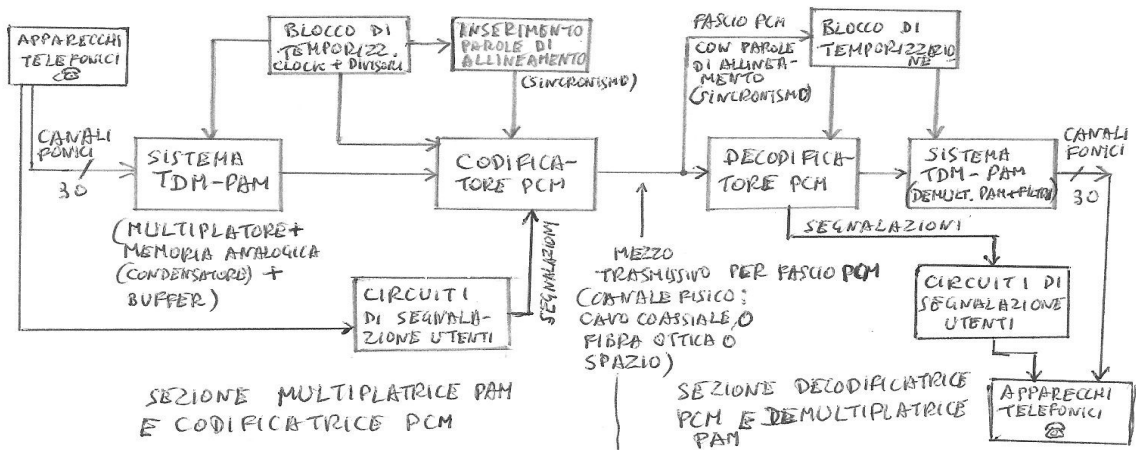
La ricostruzione dell'insieme dei segnali telefonici trasmessi con il multiplo PAM viene ottenuta mediante un demultiplexore a 30 canali (demultiplexer analogico), pilotato dagli impulsi fondamentali IT1 - IT31. I segnali IT0 e IT16 si riferiscono agli intervalli temporali (time slots) non utilizzati per i segnali vocali, ma per trasmettere ^{segnali di} sincronismo e segnali di manutenzione. Ciascuna uscita del demultiplexer viene inviata ad un filtro passa-basso con frequenza di taglio di 4 KHz per eliminare la banda laterale superiore da 4,6 a 7,7 KHz. Il filtro passa-basso è il cosiddetto filtro anti aliasing.



I segnali IT1, IT31 si ottengono utilizzando un generatore di clock, sincronizzato da appositi impulsi inseriti nel fascio PAM dal trasmettitore, ed un divisore di frequenza con relativi circuiti di decodifica atti a fornire i suddetti segnali di temporizzazione (vedi pag. 18).

SISTEMA TDM-PCM

Un sistema TDM-PCM è costituito da un sistema TDM-PAM dotato di dispositivi digitali di codifica PCM (in trasmissione) e di decodifica PCM (in ricezione).

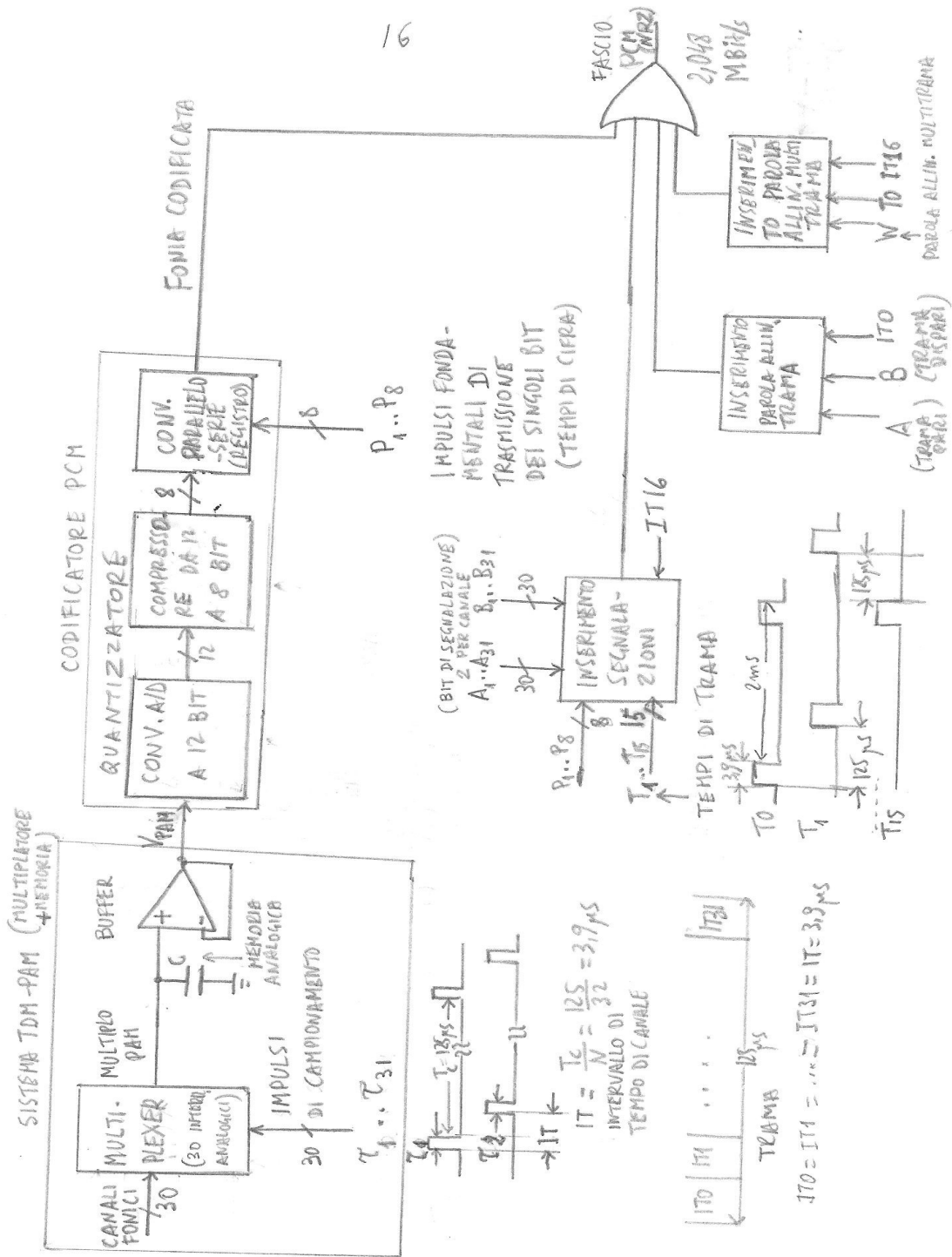


SCHEMA A BLOCCHI DI UN SISTEMA TDM-PCM (UNIDIREZIONALE)

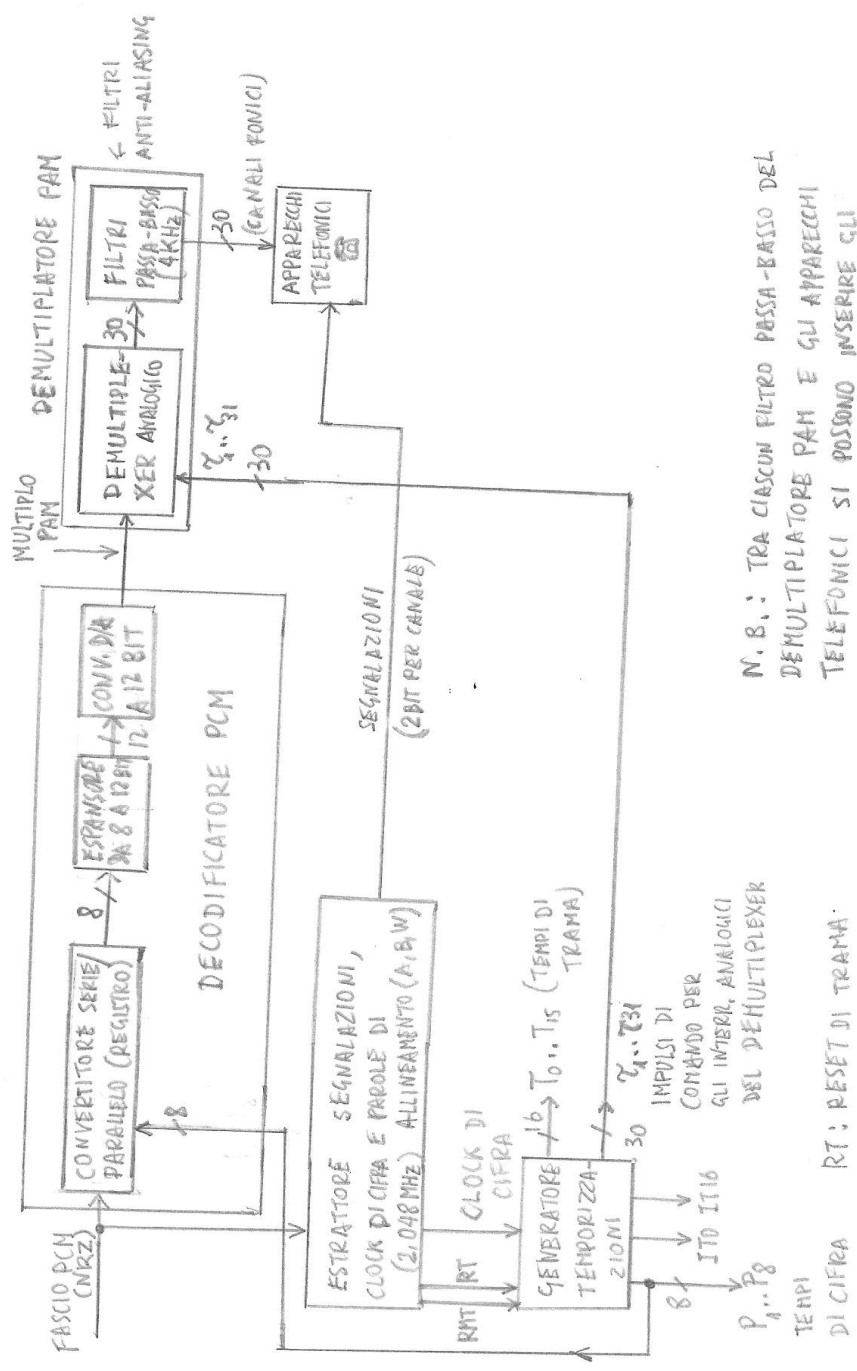
Per ottenere un sistema TDM-PCM BIDIREZIONALE occorre aggiungere rispettivamente a sinistra una sezione decodificatrice PCM - demultiplatrice PAM uguale a quella di destra, ed a destra una sezione ~~codificatrice~~ multiplatrice PAM - codificatrice PCM uguale a quella di sinistra.

TRASMETTITORE DEL SISTEMA TDM-PCM A 30 CANALI

SCHEMA A BLOCCHI



RICEVITORE DEL SISTEMA TDM-PCM A 30 CANALI
SCHEMA A BLOCCHI



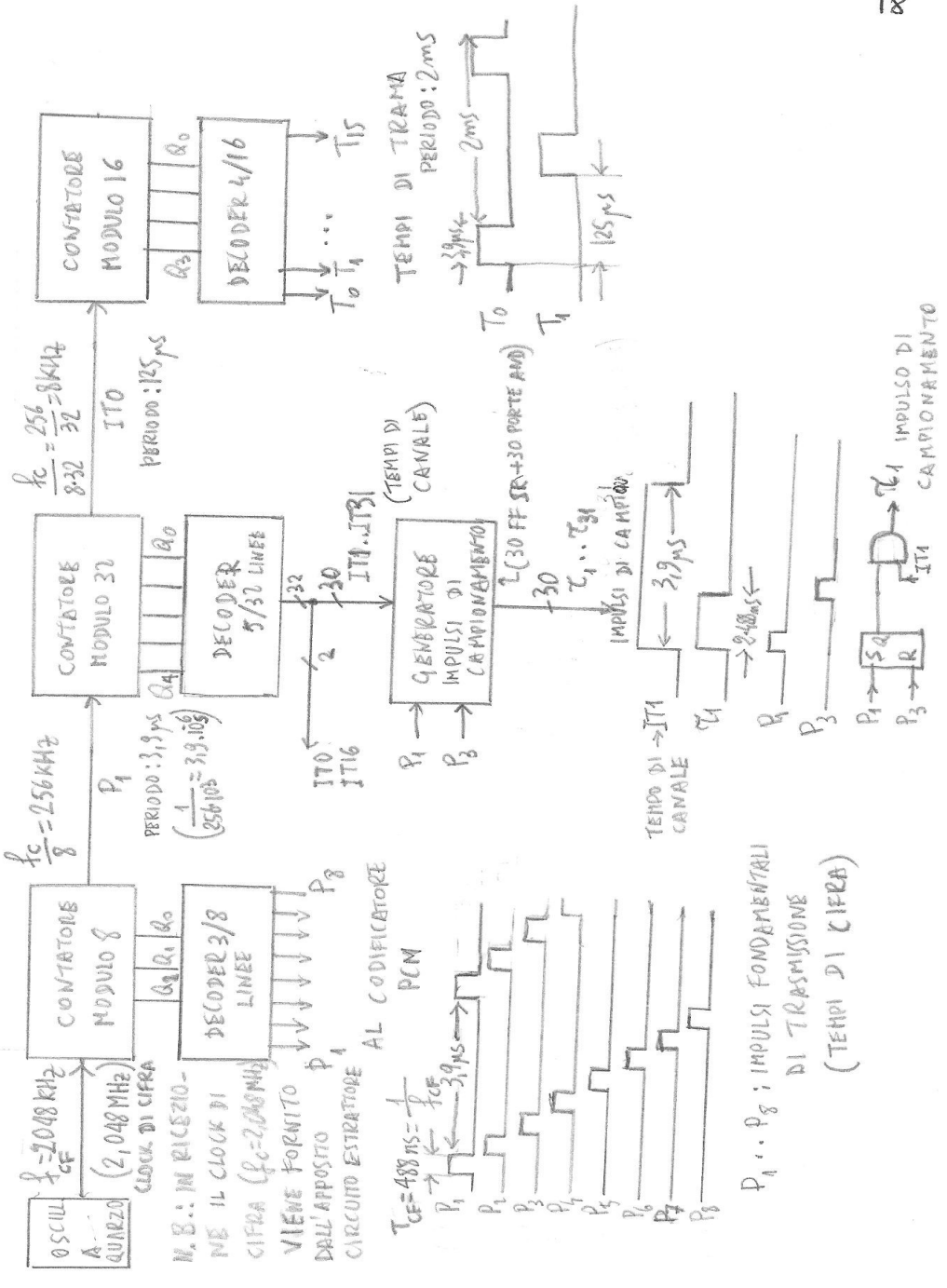
N. B.: TRA CIASCUN FILTRO PASSA-BASSO DEL
DEMULTIPLIATORE PAN E GLI APPARECCHI
TELEFONICI SI POSSONO INSERIRE GLI
ESPANSORI DI DINAMICA LOGARITMICI

RT: RESET DI TRAMA.
RMT: RESET DI MULTITRAMA

RT ed RMT VENGONO ATTIVATI NEL
CASO DI PERDITA DI SINCRONISMO

GENERATORE DEI SEGNALI DI TEMPORIZZAZIONE PCM

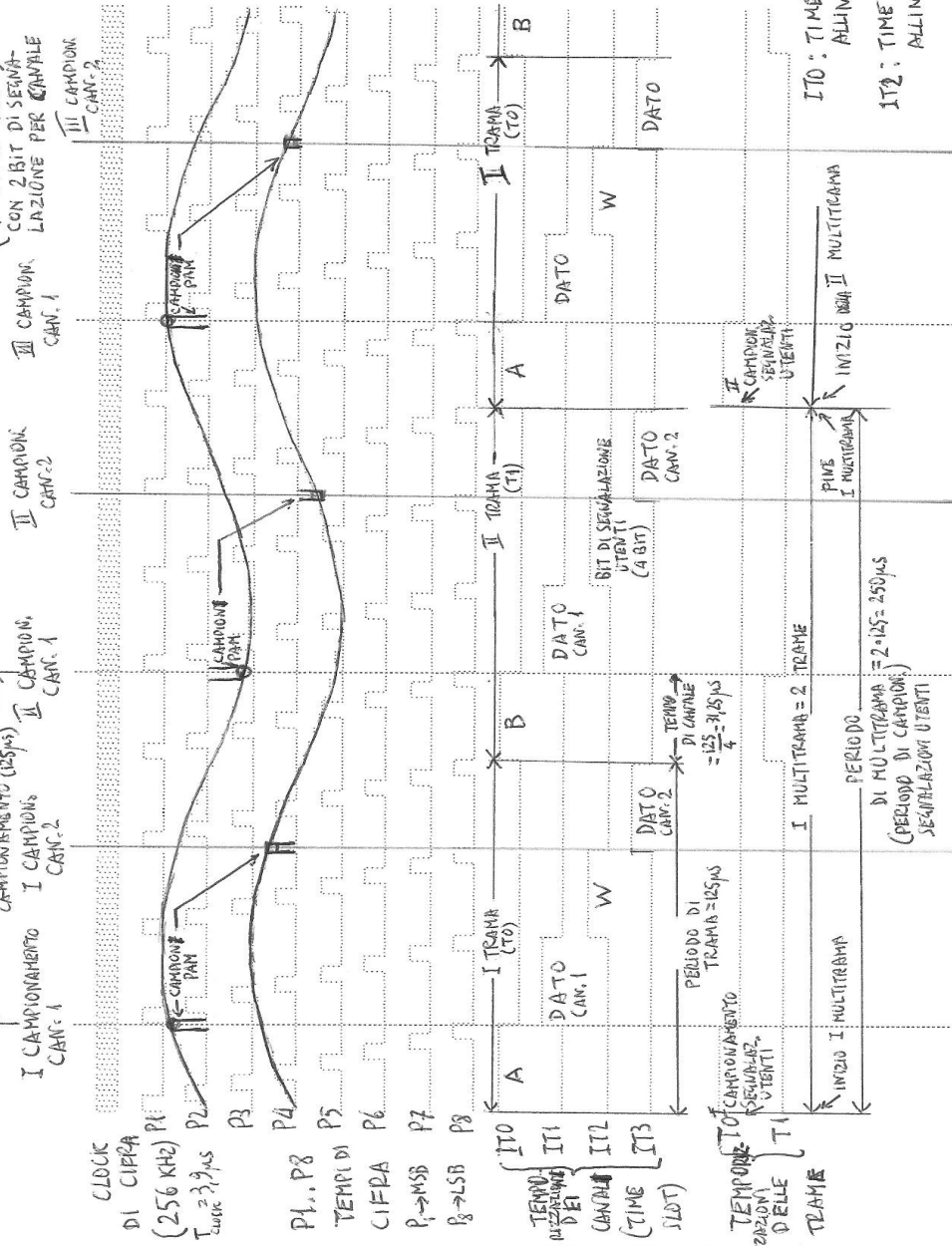
$f_{MAX} = 4\text{KHz}$
 $f_s = 8\text{KHz}$
 (FREQ. DI CAMPIONI)



SEGNALI DI TEMPORIZZAZIONE DI UN SISTEMA PCM A 2 CANALI E 2 TRAME

2 TIME SLOT
SONO DEDICATI
ALLE SEGNALE-
ZIONI DI UTENTI
ED AL SINCRONISMO

(4 TIME SLOT)
CON 2 BIT DI SEGNA-
LAZIONE PER CANALE



CLOCK
DI CIFRA
(256 KHZ)
 $T_{CLOCK} = 3.9 \mu s$

P1..P8
TEMPI DI
CIFRA
P1 → MSB
P8 → LSB

IT0
IT1
IT2
IT3
TEMPI
DUEZZIONE
DEI
CANALI
(TIME
SLOT)

TEMPI
DUEZZIONE
DEI
TRAME
T0
T1
T2
T3
TEMPI
DUEZZIONE
DEI
TRAME

FREQUENZA DI
CIFRA = 256 KHZ
(8 KHZ · 4 TRAME
SLOT · 8 BIT)

FREQUENZA DI
CANALE =
FREQUENZA DI
CAMPIONAMENTO
(8 KHZ)

$F_{MAX\ SEGNALE} =$
 $= 4 KHZ$

IT0 : TIME SLOT PER PAROLA
ALLINEAMENTO CANALI
IT2 : TIME SLOT PER PAROLA
ALLINEAMENTO MULTITRAMA

W : 00001011 (PAROLA DI ALLINEAMENTO DI
MULTITRAMA)

S1 : BIT DI SEGNALEZIONE DI FUORI ALLI-
NEAMENTO DI MULTITRAMA INVITANDO AL
TERMINALE TRASMETTENTE

A : 10011011 (PAROLA DI ALLINEAMENTO DEI CANALI) (TRAME PARI)
B : 11111111 (" " " ") (TRAME DISPARI)

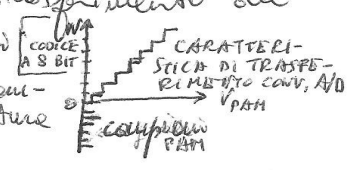
S1 : BIT DI SEGNALEZIONE DI FUORI SINCRONISMO
INVITATO DAL TERMINALE TRASMETTENTE

SISTEMA TDM-PCM A 32 CANALI: Descrizione dello schema a blocchi del trasmettitore (pag. 16).

Il codificatore PCM è preceduto dal blocco contenente il moltiplicatore e la memoria analogica per la formazione del multiplo PAM. Il moltiplicer analogico è dotato di 30 linee d'ingresso collegate ai circuiti ^{di trasmissione} ~~formati~~ degli apparecchi telefonici, e di 30 linee di controllo abilitate dal livello logico edto degli impulsi di campionamento $\tau_1 \dots \tau_{31}$, generati a partire dal clock di cifre ($f_{CF} = 2,048 \text{ MHz}$), come mostra lo schema a blocchi a pag. 18. Ogni impulso di campionamento dura 976 ns ed ha un periodo ~~di~~ $T_c = \approx 125 \mu\text{s} = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{8 \cdot 10^3}$. All'uscita del moltiplicer si trova il condensatore C (memoria analogica), bufferizzato da un driver di tensione che fornisce al codificatore PCM il multiplo PAM, con la sequenza temporale dei campioni relativi ai 30 ~~segnali~~ ^{segnali} ~~formati~~ da trasmettere.

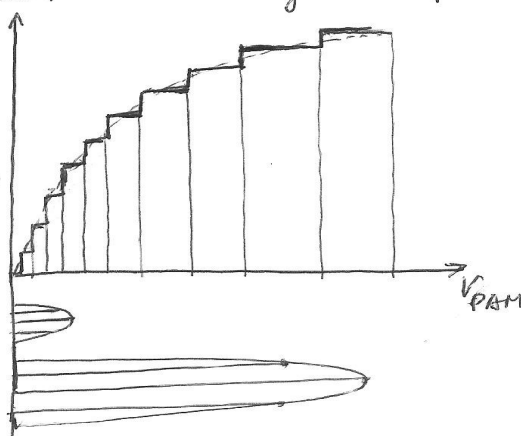
Il multiplo V_{PAM} viene applicato al blocco quantizzatore, che può essere realizzato con tecniche diverse e svolge il compito di migliorare il rapporto segnale/disturbo per i segnali molto deboli.

Infatti, se il segnale fornito è molto debole, i ~~medii~~ ^{medii} campioni PAM occupano ~~la~~ ^{la} parte iniziale della caratteristica di trasferimento del convertitore A/D che effettua la codifica; di conseguenza vengono fornite dal convertitore le ~~com-~~ ^{com-} ~~binazioni~~ ^{binazioni} più basse del codice a 8 bit, o addirittura



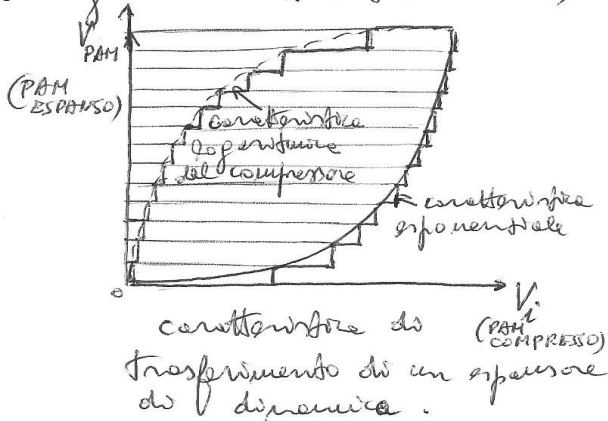
il codice 00000000, se il segnale ha un'ampiezza inferiore al valore del quanto del convertitore ($q = \frac{V_{FS}}{2^8}$), con un errore tanto più grande quanto minori sono le ampiezze dei campioni PAM. È necessario pertanto, per migliorare il rapporto segnale/disturbo ai bassi livelli di segnale, utilizzare una caratteristica di trasferimento non lineare, e precisamente di tipo logaritmico, in modo che si produca un addensamento dei livelli di quantizzazione nella parte iniziale della caratteristica, che interessa il segnale debole. In tal modo i segnali di piccola ampiezza

(codice a 8 bit) possiamo sfruttare una maggiore densità di livelli rispetto a quelli di grande ampiezza, con un notevole miglioramento del rapporto S/N.



Il metodo più diffuso per ottenere una quantizzazione con legge logaritmica consiste nell'impiego di un convertitore A/D a 12 bit con caratteristica di trasferimento lineare, seguito da un compressore digitale da 12 bit a 8 bit, che raggruppa, secondo una legge prestabilita degli standard CCITT, più livelli a 12 bit in un unico livello a 8 bit, al fine di produrre un addensamento dei livelli nella parte iniziale della caratteristica ed un diradamento degli stessi nella parte finale della cont. Alternativamente, ma è una soluzione sempre meno usata, si impiega un compressore analogico di dinamica, cioè un amplificatore con guadagno variabile con legge logaritmica.

replito da un convertitore A/D con caratteristica lineare. Ovviamente, in entrambi i casi, in ricezione occorre provvedere a decomprimere il segnale PAM ~~adatto~~ con un espansore di dinamica, cioè con un amplificatore avente caratteristica di trasferimento di tipo inverso (esponentiale), per ritornare l'originaria distribuzione dei livelli di quantizzazione.



In tal modo, in ricezione, viene incrementata l'amplificazione dei segnali forti, mentre viene ridotta quella dei segnali deboli, ~~in~~ senso contrario rispetto alle tecniche di compressione impiegate in trasmissione.

Il codice a 8 bit fornito dal convertitore A/D viene rivelato da un registro a scorrimento a 8 bit pilotato dagli impulsi di cifre $P_1 \dots P_8$ di durata pari ad un periodo del clock di cifre $T_{CF} = 488 \text{ ns} = \frac{1}{f_{CF}} = \frac{1}{2,048 \text{ MHz}}$.

Si ottiene con all'uscita del registro rivelatore la forma codificata, costituita dalle trame componenti ciascuna 32 intervalli temporali (time slots) $IT_0, IT_1 \dots IT_{31}$, dei quali soltanto 30 $IT_1 \dots IT_{15}, IT_{17}, \dots, IT_{31}$ vengono utilizzati per la trasmissione dei byte risultanti dalla conversione A/D dei campioni PAM, mentre IT_0 e IT_{16} vengono utilizzati rispettivamente per l'inserimento delle parole di allineamento dei canali ~~della rivelazione~~ (A per le trame pari e B per quelle dispari) e per l'inserimento ~~di~~ delle parole di allineamento di multitrama, intendendosi per multitrama l'insieme di 16 trame, ciascuna identificata dagli impulsi $T_0 \dots T_{15}$, aventi una durata di 3,9 μs ed un periodo di 2 ms.

In particolare nella trama T_0 il time slot IT0 contiene la parola di allineamento $A = 10011011$ dei canali, mentre il time slot IT16 contiene la parola $B = 00015_2$ di allineamento di multitrama, dove S_2 è il bit di segnalazione di fuori sincronismo inviato dal trasmettitore nel caso di perdita di sincronismo di multitrama.

Nelle trame successive $1..15$ ($T_1..T_{15}$) vengono inviate nel time slot IT0 le parole di allineamento dei canali, alternativamente A per le trame pari e $B = 113_2$ per le trame dispari, dove S_2 è il bit di segnalazione di fuori sincronismo inviato dal trasmettitore nel caso di perdita di sincronismo di canale. Nelle stesse trame ($1..15$), in corrispondenza del time slot IT16 vengono inviate le segnalazioni degli utenti (linee occupate / libere; conversazione in corso / fine conversazione) costituite da 2 bit per ogni canale ^{e per ogni verso} ~~approssimati~~ ^{tempo} ogni 2 ms (corrispondente a 16 trame), per tener conto delle variazioni dello stato delle linee.

Il flusso PCM completo di segnalazioni ed informazioni di sincronismo (parole di allineamento) viene ottenuto sommando con una porta OR la fonte codificata, le segnalazioni e le parole di allineamento, ed è caratterizzato da una velocità di trasmissione di 2,048 Mbit/s.

SISTEMA TDM-PCM: Descrizione dello schema e blocchi del ricevitore.

Il formato PCM NRZ, costituito cioè da impulsi digitali che si mantengono al livello alto per tutto il tempo assegnato al bit (cifra) (Non Return Zero), viene applicato al blocco estrattore del clock di cifra, delle sincronizzazioni, e delle parole di allineamento. Il clock di cifra estratto dal segnale PCM serve a pilotare il generatore delle temporizzazioni, mentre le parole di allineamento determinano, attraverso i segnali di controllo RT ed RMT, il reset delle temporizzazioni nel caso di perdite di sincronizzazione tra trasmettitore e ricevitore.

Il decodificatore PCM è costituito da un convertitore ^{a 12 bit prelevato da un operatore numerico da 8 a 12 bit, che a sua volta è} D/A pilotato da un registro a scorrimento di parallelele a bit relativi ad ogni campione.

Il segnale così il multiplex PAM da viene applicato ad un demultiplexatore PAM per la ricostruzione dei 30 segnali fonici da inviare agli apparecchi telefonici.

Il segnale PCM del tipo NRZ comporta l'inconveniente di non permettere l'estrazione del clock di cifre in ricezione in presenza di lunghe sequenze di bit 1 o 0.

La presenza di una componente continua in linea, dovuta a lunghe sequenze di 1, determina altresì l'impossibilità di aumentare e distanza i ripetitori. Pertanto ^{per compensare l'instabilità del clock} si rende necessaria una codifica di linea consistente

nell'inviare il bit di ordine pari e nell'assumere ad ogni bit 1 un impulso rettangolare positivo di durata pari alla metà del tempo assegnato ad un bit (tempo di cifre o di bit). Si ottiene così il codice PCM del tipo RZ (Return Zero).

Rimane però ancora una componente continua in linea in presenza di lunghe sequenze di 1. Pertanto si utilizza il codice AMI (Alternate Mark Inversion) (o codice bipolare alternato), che si ottiene dal codice RZ invertendo

alternativamente

gli impulsi positivi RZ.

Codice NRZ



Inversione dei bit pari



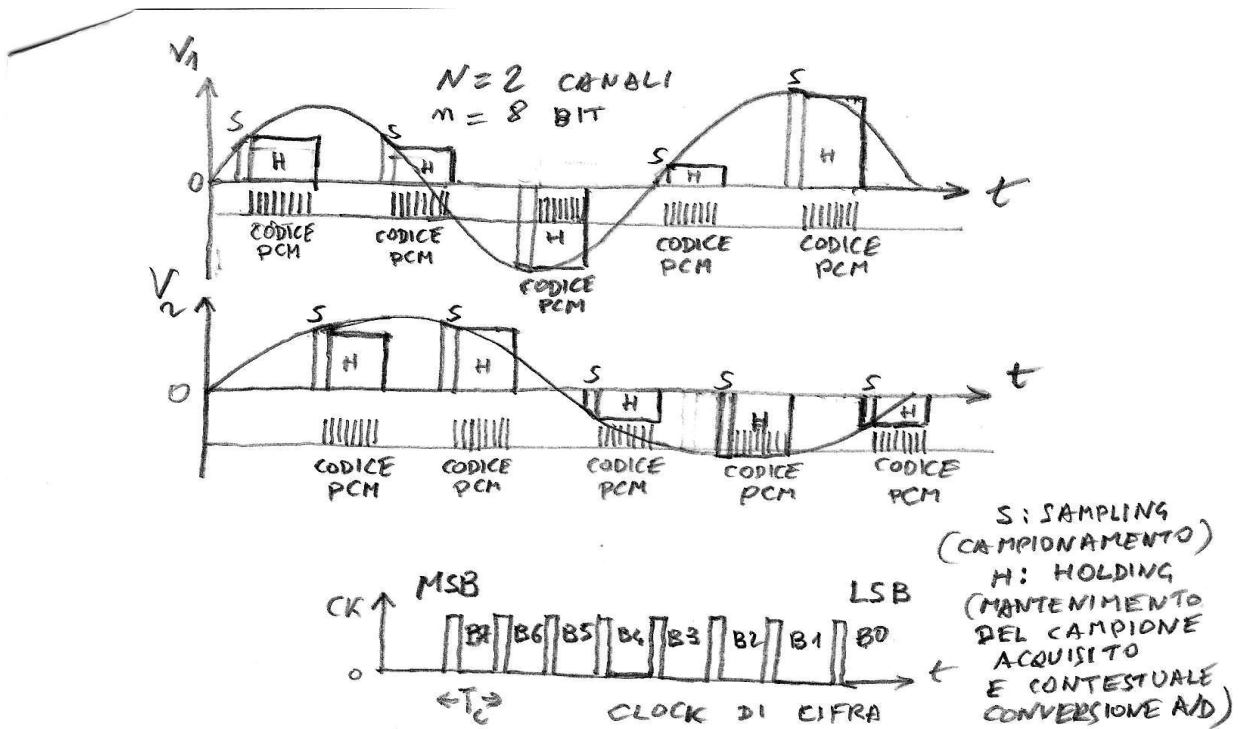
Codice RZ



Codice AMI



Un altro vantaggio del codice AMI è quello di dimezzare, rispetto al codice RZ, la frequenza fondamentale del segnale digitale, con la conseguente riduzione della larghezza di banda occupata dal segnale PCM, unita ad una minore attenuazione in linea.



T_c : TEMPO DI BIT (TEMPO DI CIFRA)

$F_c = \frac{1}{T_c}$: FREQUENZA DI CIFRA
 (BITRATE O VELOCITA' DI TRASMISSIONE IN BIT/S (bps))

B0, B1, B2, B3, B4, B5, B6, B7

BIT PRESENTI ALL'USCITA

SERIALE DEL CONVERTITORE A/D

DEL CODIFICATORE PCM

$$F_c = N \cdot m \cdot F_s = 2 \cdot 8 \cdot 8 = 128 \text{ Kbps}$$

PER $N = 2$ CANALI

F_s : FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO

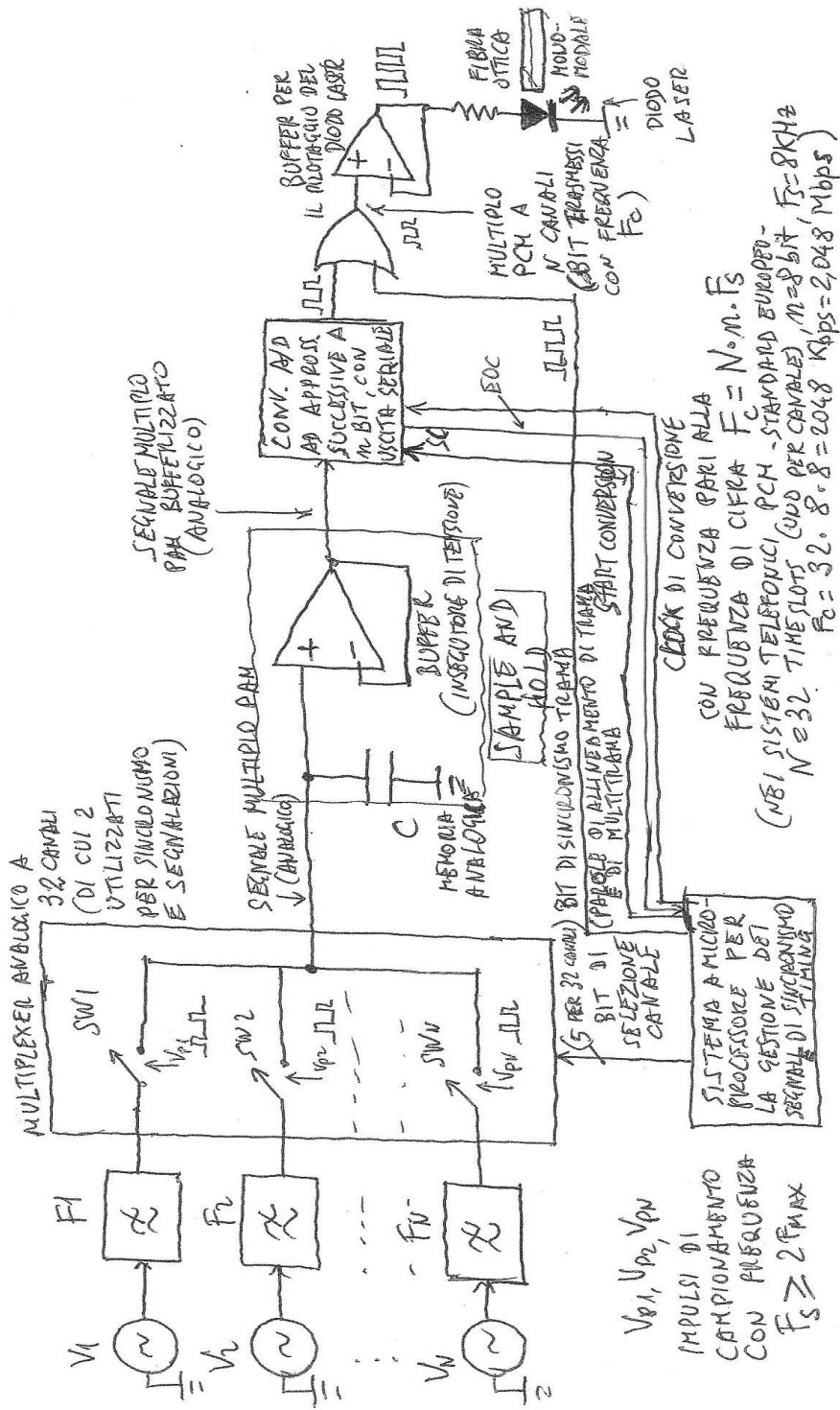
(8 KHz PER I SISTEMI TELEFONICI PCM)

$$F_s = 2 f_{\text{max}} = 2 \cdot 4 \text{ KHz} = 8 \text{ KHz}$$

PER $N = 32$ CANALI
PCM-STANDARD EUROPEO

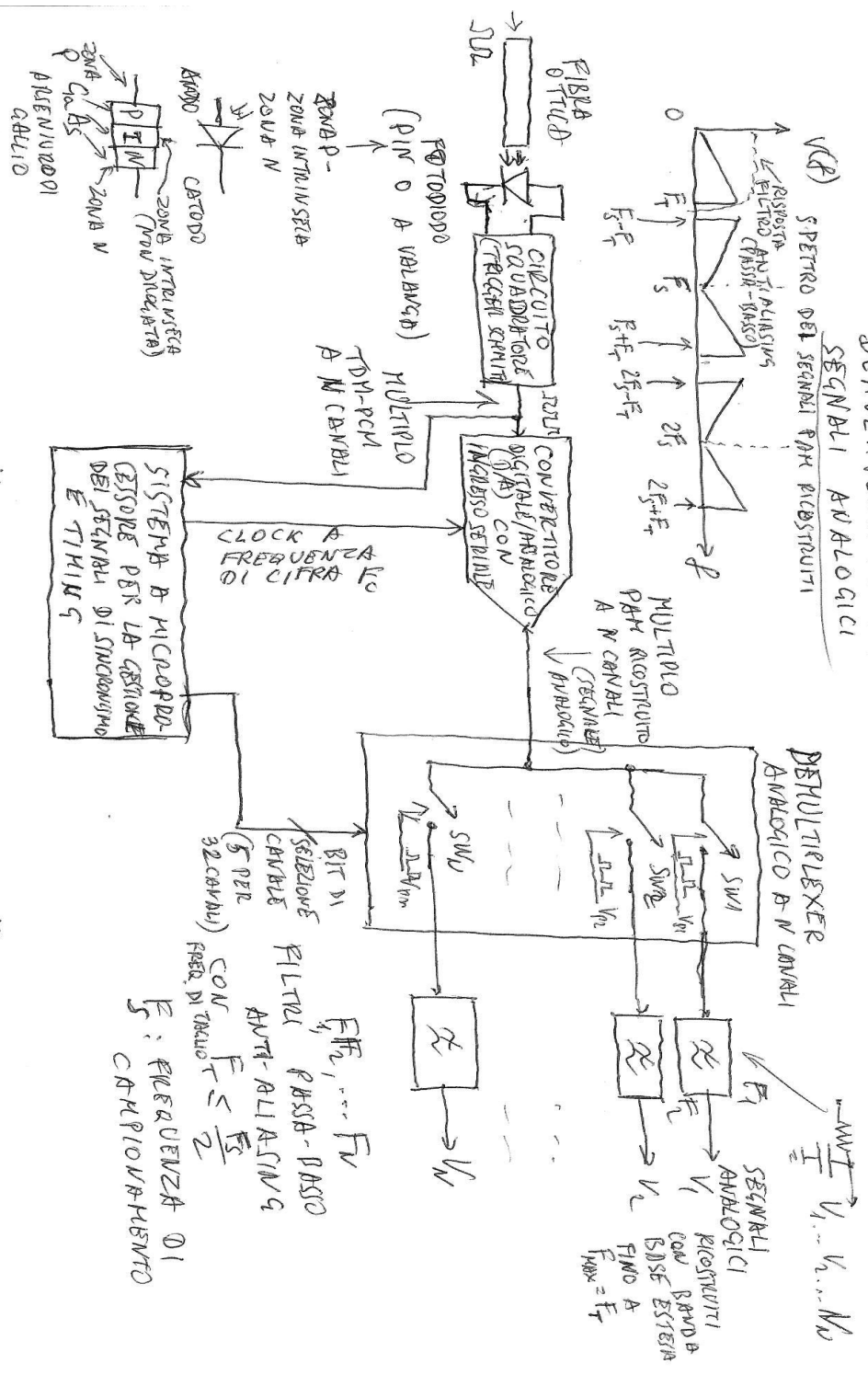
$$F_c = N \cdot m \cdot F_s = 32 \cdot 8 \cdot 8 = 2048 \text{ Kbps} = 2,048 \text{ Mbps}$$

SCHEMA A BLOCCHI DI UN SISTEMA PER LA
MULTIPLAZIONE TDM-PCM DI N SEGNALI ANALOGICI CON
FREQUENZA SPETTRALE MASSIMA f_{max}



$F_s \leq \frac{F_s}{2}$ (F_s : FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO)
 (8 KHz NEI SISTEMI TELEFONICI PCM CON SEGNALI FONICI CON BANNA BASE ESTESA DA 0 A 4 KHz (Fmax))
 F_1, F_2, \dots, F_N
 FILTRI ANTI-ALIASING CON FREQUENZA DI TAGLIO F_T (NEI SISTEMI TELEFONICI PCM, $F_T = 4$ KHz)
 $F_s \geq 2 \cdot f_{max}$
 IMPULSI DI CAMPIONAMENTO CON FREQUENZA

SCHERMA A BLOCCHI DI UN SISTEMA TDM-PCM PER LA DEMULTIPLEXAZIONE TEMPORALE E LA RICOSTRUZIONE DI N SEGNALI ANALOGICI



V_1, V_2, \dots, V_N
 IMPULSI DI CANALI IN AMBIENTE CON FREQUENZA $F_s \gg 2F_{max}$