

# **Appunti di**

# **Comunicazioni elettriche A**

## Tables

### Table T.1

#### Fourier Transforms

##### Definitions

Transform

$$V(f) = \mathcal{F}[v(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

Inverse transform

$$v(t) = \mathcal{F}^{-1}[V(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} V(f) e^{j2\pi ft} df$$

##### Integral theorem

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(t) w^*(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} V(f) W^*(f) df$$

##### Theorems

Operation	Function	Transform
Superposition	$a_1 v_1(t) + a_2 v_2(t)$	$a_1 V_1(f) + a_2 V_2(f)$
Time delay	$v(t - t_d)$	$V(f) e^{-j\omega_d f}$
Scale change	$v(\alpha t)$	$\frac{1}{ \alpha } V\left(\frac{f}{\alpha}\right)$
Conjugation	$v^*(t)$	$V^*(-f)$
Duality	$V(t)$	$v(-f)$
Frequent translation	$v(t) e^{j\omega_c t}$	$V(f - f_c)$
Modulation	$v(t) \cos(\omega_c t + \phi)$	$\frac{1}{2} [V(f - f_c)e^{j\phi} + V(f + f_c)e^{-j\phi}]$
Differentiation	$\frac{d^n v(t)}{dt^n}$	$(j2\pi f)^n V(f)$
Integration	$\int_{-\infty}^t v(\lambda) d\lambda$	$\frac{1}{j2\pi f} V(f) + \frac{1}{2} V(0) \delta(f)$
Convolution	$v * w(t)$	$V(f) W(f)$
Multiplication	$v(t) w(t)$	$V * W(f)$
Multiplication by $t^n$	$t^n v(t)$	$(-j2\pi)^{-n} \frac{d^n V(f)}{df^n}$

## Transforms

Function	$v(t)$	$V(f)$
Rectangular	$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$	$\tau \sin c f\tau$
Triangular	$\Delta\left(\frac{t}{\tau}\right)$	$\tau \sin c^2 f\tau$
Gaussian	$e^{-\pi(b\sigma)^2}$	$(1/b) e^{-\pi(f/b)^2}$
Causal exponential	$e^{-bt} u(t)$	$\frac{1}{b + j2\pi f}$
Symmetric exponential	$e^{-bt} u(t)$	$\frac{2b}{b^2 + (2\pi f)^2}$
Sinc	$\text{sinc } 2Wt$	$\frac{1}{2W} \Pi\left(\frac{f}{2W}\right)$
Sinc squared	$\text{sinc}^2 2Wt$	$\frac{1}{2W} \Delta\left(\frac{f}{2W}\right)$
Constant	1	$\delta(f)$
Phasor	$e^{j(\omega_0 t + \phi)}$	$e^{j\phi} \delta(f - f_c)$
Sine/cos	$\cos(\omega_c t + \phi)$	$\frac{1}{2}[e^{j\phi} \delta(f - f_c) + e^{-j\phi} \delta(f + f_c)]$
Impulse	$\delta(t - t_d)$	$e^{-j\omega_d t_d}$
Sampling	$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$	$f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s)$
Signum	$\text{sgn } t$	$1/j\pi f$
Step	$u(t)$	$\frac{1}{j2\pi f} + \frac{1}{2} \delta(f)$

06/10/2007

# COMMUNICAZIONI ELETTRONICHE A TE = 5750

Competenze: ad acquisire  
→ Subito dopo classe

7 Competenze scritte + 1 punto di Bonus  
→ Esame finale

Libro: CAPSON, "COMMUNICATION SYSTEMS" 1<sup>a</sup> ed. McGraw Hill

Haykin "INTRODUZIONE ALLA COMUNICAZIONE ANALOGICA E DIGITALE"  
CASA EDITRICE ANGELOSIANA

## SISTEMA DI TELECOMUNICAZIONI

SORGENTE → TRASDUTTORE → CODIFICATORE → TRASMETTORE

TRASDUTTORE → DECODIFICATORE → RICEVITORE → DESTINATO

CAVATE

MATERIALE



RICHIAVI TRASFORMATA DI FOURIER

$$x(t) \xrightarrow{f} X(p) \text{ con } f \text{ degli ingegneri } W = 2\pi p$$

$$X(p) \stackrel{\text{def}}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi pt} dt$$

$$x(t) \stackrel{\text{def}}{=} \int_{-\infty}^{+\infty} X(p) e^{j2\pi pt} dp$$

Secondo la  
CONVENZIONE SEGUENTE  
I VUOLGONO

Trasduttore di:  
Fourier

$$X(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) dt$$

Trasduttore  
di Fourier

$$x(t) = e^{j2\pi pt} \cdot [H(p)] \cdot y(t) = h(p) e^{j2\pi pt}$$

La Trasformata di Fourier è del tipo Ricorda che nel tempo, c'è verso manca  
impennaggio sul contenuto di frequenza. La commissione del segnale,  
ma non ci dice quando una componente d'onda ha il prefisso.

## TEOREMA DI RECHERCHÉ

## Scalabilità

$$\|x(t)\|^2 dt = \|X(p)\|^2 dp$$

$$x(t) \xrightarrow{\alpha} X(p)$$

Energia di  $x(t)$       Energia di  $X(p)$   
LINEARITÀ

## Linearità

$$\sum_k a_k x_k(t) \xrightarrow{*} \sum_k a_k X_k(p) \quad \frac{d^n x(t)}{dt^n} \xrightarrow{*} (j\omega p)^n X(p)$$

Teorema della convoluzione

$$x(t) e^{\frac{j2\pi p t}{T}} \xrightarrow{*} X(p - p_0) \quad \text{Convoluzione}$$

$$x(t) * y(t) \xrightarrow{*} X(p) Y(p)$$

## Teorema del Ritardo

$$x(t - T_0) \xrightarrow{*} X(p) e^{-j2\pi p T_0}$$

$$(x(t) * g(t)) \xrightarrow{*} x(t) * (g(t - T_0))$$

Se  $x(t)$  è la riflessione periodica di  $z(t)$  con periodo  $T_0$

$$X(f) = \sum_{m=0}^{\infty} Z\left(\frac{m}{T_0}\right) \delta\left(f - \frac{m}{T_0}\right)$$



Teori, diode, S, anti, cos, deb

teorema Parzialità (PT)

$$\text{IA} \in S \quad P(B) = \sum_i P(B|A_i)P(A_i)$$



teorema di Bayes:

$$P(B|A) = \frac{P(A|B)P(B)}{P(A)}$$

Processi stocastici, correlazione, varianza, densità spettrale di energia

$$\Delta f \sim 200 \text{ kHz}$$

$$f_R \sim 187 \text{ MHz} + 108 \text{ MHz}$$

$$f_{SF} \sim 300 \text{ MHz}$$

$$f_{SF_{radio}} \sim 1800 \text{ MHz}$$

$$UHF \sim 2000 \text{ MHz}$$

$$\text{SATELITI} \sim 10 \text{ GHz}$$

$$\text{FIBRA ottica} \sim 10^3 \text{ THz}$$

# Modulazione Lineare (cont.) (caso 1)

Convenzione su Segnali Sinusoidali

Per le comunicazioni a lunga distanza si usano modulazioni ad alta frequenza dei segnali da trasmettere, quei modulati sono eserciti di chiamata allo stesso analoghe digitali modulazioni di ampiezza ed è il caso. Per studiare questi processi utilizzeremo dei metodi matematici come la trasformata di Fourier, ma dovranno uscire delle condizioni e delle convenzioni sulle proprietà che trasmettere.

1 Condizione  $\Rightarrow x(t)$  deve essere Ben definito su una banda finita PICK



2 Condizione  $\Rightarrow$  Per convenienza matematica assumiamo anche che  $x(t) \geq 0$  per tutte le  $t$ , cioè  $|x(t)| \leq 1$

Assunzione di Funzione dei Piorni anche allo stesso nome dei sinusoidi.

$$S_x = \langle x^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \leq 1 \Rightarrow S_x \leq 1$$

di conseguenza avremo un segnale a Potenza Media Finita, condizione da utilizzare assoluta per molti dei segnali deterministici:

$$S_x^{\text{pic}} = \max |x(t)| \quad \text{Potenza di Picco}$$

Quando lavoriamo con segnali  $x(t)$  occorre più volte a calcolo comodo ricordare come rispettare un segnale dimensionale rispetto alla  $t$  o alle medie come condizioni.

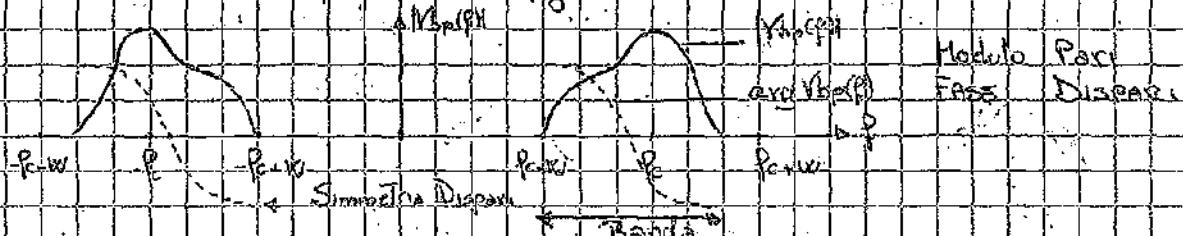
$$x(t) = A_m \cos(\omega t) \quad \text{con } A_m \leq 1 \quad \text{e } \omega m \leq W$$

Lavorare con un tempo semipilico i calcoli in questo caso sono ancora più difficili. L'intero e non comune la cosa. Seguiamo quindi questo effetto nel punto del problema di modulazione facendo uso di una sequenza di tempi.

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) + \dots \quad \text{con: } A_1 + A_2 + \dots \leq 1 \quad \text{per rispettare le condizioni imposte.}$$

Secondo Passo: Banda

Cominciamo ora con Segnale Reale ad Energia Finita  $y_{bp}(t)$  il cui spettro  $Y_{bp}(p)$  è reale e pari.



Questo spettro risulta simmetrica discontinua ( $Y_{bp}(p) = Y_{bp}^*(p)$ ) perché  $Y_{bp}(t)$  è reale ma  $Y_{bp}(p)$  non è necessariamente simmetrica rispetto a  $p$ .

Difiniamo ora un Scorrere Passa-Banda in base alle frequenze del dominio delle frequenze.

$$Y_{bp}(p) = 0 \Rightarrow \begin{cases} p < p_c - W \\ p > p_c + W \end{cases} \quad \text{con } W < p_c$$

La forma d'onda corrispondente al segnale forza. Ponda con una simmetria di camice armato. Tuttavia seguendo l'andamento del segnale modulante forza (cosine),



Intervalli  $A(t)$

$A(t) = f(t)$  sono  
temporaneamente occupati

$$N_p(t) = N(t) \cos(\omega t + \phi(t)) = A(t) \cos(\omega t) \cos(\phi(t)) A(t) \sin(\omega t) \sin(\phi(t))$$

Ma anche la pendenza è ragionevolmente scarsa di variazione e all'azione di variazione modulante si aggiunge un'altra molla due contribuenti.

$$N_q(t) = A(t) \sin(\phi(t)) \Rightarrow \text{Comp. in Fase}$$

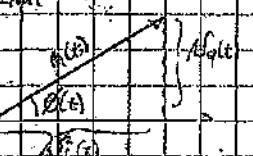
$$\Rightarrow N_{bp}(t) = N(t) \cos(\omega t) N_p(t) \sin(\omega t)$$

$$N_q(t) = A(t) \sin(\phi(t)) \Rightarrow \text{Comp. in Quadratura}$$

$$= N(t) \cos(\omega t) + N_q(t) \cos(\omega t + \phi(t))$$

Potendo da questa definizione sovrapporre ripetuta sul dominio spaziale e temporale il tutto su modulo e fase,

$$A(t) = \sqrt{V_p^2(t)} e^{j\phi_p^2(t)} \quad \text{e} \quad \phi(t) = \arctg \frac{V_q(t)}{V_p(t)} \Rightarrow$$



Potendo dalla definizione di Segnale forza. Ponda con le due componenti in fase e in quadratura e trasformando così la tensione della modulazione, otteniamo:

$$J [N_{bp}(t)] = J [N(t) \cos(\omega t) - N_q(t) \sin(\omega t)] = J \left[ V(P, P_c) - j V(P, P_c) V_q(P, P_c) \right]$$

$$V_{bp}(P) = \frac{1}{2} [V(P, P_c) + V(P, P_c)] + j \frac{1}{2} [V(P, P_c) V_q(P, P_c)]$$

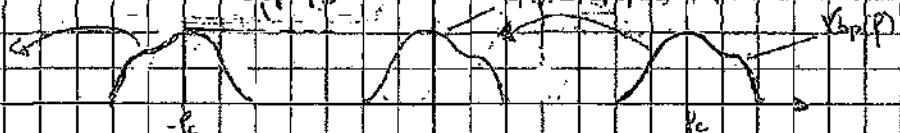
Saiamo per costruzione  $V(P, P_c)$  e  $V_q(P, P_c)$  sono segnali forza. Ponda e quindi  $V(P, P_c) = V_q(P, P_c) = 0$  per  $P \neq P_c$  quando poniamo cioè

$$V_p(P) \stackrel{1}{=} \frac{1}{2} [V(P, P_c) + V_q(P, P_c)] \quad \text{in quanto} \quad V_{bp}(P) = V(P, P_c) \quad \text{e quando} \quad \rightarrow \text{imballone}$$

$$V_{bp}(P) = \frac{1}{2} [V(P, P_c) + j V(P, P_c)] + \frac{1}{2} [V(P, P_c) - V_q(P, P_c)] = \frac{1}{2} [V(P, P_c) + j V(-P, P_c)] = \frac{1}{2} [V(P, P_c) + j V(-P, P_c)]$$

A questo punto possiamo dire che  $N_{bp}(P) = V_p(P, P_c) + V_q(P, P_c) \rightarrow$  (INTUZIONE SENZA)

Un modo per scrivere  $V_p(P)$  in funzione di  $N_{bp}(P)$  è  $V_p(P) = V_{bp}(P + P_c) V_{bp}(P - P_c)$



Nel dominio del tempo invece poniamo ancora il segnale pendenza equivalente come segue

$$N_{bp}(t) = \frac{1}{2} [N(t) + j N(t)] = \frac{1}{2} N(t) e^{j\pi/4} \in C$$

che vale più uno  $\frac{1}{2}$

Per il generatore parallelo si avrà  $U_{bp}(t)$  una funzione di  $A(t)$

$$U_{bp}(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi(t)) \rightarrow \text{scostante} \ L' \ \text{corrente con. P.} \ \text{quadrata di C.}$$

$$U_{bp}(t) = A(t) \left( \frac{e^{j\omega t + \phi(t)}}{2} + e^{-j\omega t - \phi(t)} \right) = A(t) \frac{\sin(\omega t + \phi(t))}{j2} + A(t) \frac{\cos(\omega t + \phi(t))}{2}$$

Siamo ora in condizione di utilizzare la proprietà dei momenti complessi  $z^2 = 2Re\{z\}$

$$U_{bp}(t) = 2Re \left[ A(t) \frac{\sin(\omega t + \phi(t))}{j2} \right] = 2Re \left[ A(t) \frac{-j\sin(\omega t)}{2} \right] \text{ ma } A(t) \frac{-j\sin(\omega t)}{2} = U_p(t) \text{ quindi}$$

$$U_{bp}(t) = 2Re \left[ U_p(t) e^{-j\omega t} \right]$$

Consideriamo ora la trasformazione Baud Pass To Low Pass

$V_{bp}(P) = V_{bp}(P+P_c) U(P-P_c)$  è la formula da usare in condizioni di simmetria di gradi. Ma solitamente non si fa così, si utilizza la formula

$$V_{bp}(P) U(P) = V_{bp}(P) \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(P) \right] \rightarrow U_{bp}(t) + U_{bp}(t) \frac{j}{P} = \frac{j}{P} \frac{V_{bp}(P)}{2} \frac{V_{bp}(P)}{P}$$

In questo caso si accoglie la trasformata di  $U_{bp}(t)$

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) d\tau \quad P_c \text{ è uguale al segnale P di ottiene propagando il segnale } x(t) \text{ attraverso il filtro di HP (che ha risposta complessa } P_c, H=1 \text{)} \\ \text{avendo: } x(t) = x(t) * P_c(t) = x(t) \frac{1}{P_c}$$

quindi:

$$U_{bp}(t) = \left[ \frac{V_{bp}(P)}{2}, \frac{j}{P} \frac{V_{bp}(P)}{2} \right] e^{-j\omega t} \rightarrow X(P+P_c)$$

$$H_m(P) = -j \operatorname{sgn}(P) \quad R_{mm}(t) = \frac{1}{P_c}$$

Riassumendo

$$U_{bp}(t) = A(t) \cos(\omega t + \phi(t))$$

Perante Phase Baura

$$U_{bp}(t) = S(t) \cos \omega t + S_p(t) \sin \omega t$$

Portante in quadratura =

$$S(t) = A(t) \cos \phi(t)$$

Componente in Fase.

$$S_p(t) = A(t) \sin \phi(t)$$

Componente in Quadratura

$$V_{bp}(P) = \frac{1}{2} [V(P-P_c) + V(P+P_c)] + \frac{j}{2} [Y(P-P_c) - Y(P+P_c)]$$

Descrizione in freq. della Portante in Quadrato.

$$V_{bp}(P) = \frac{1}{2} [V(P) + j Y(P)] \quad \text{è qui poco basso}$$

Spettro Pura Bassa Equivalente

$$Y_{bp}(P) = Y_{bp}(P+P_c) U(P+P_c)$$

Segnale Pura Bassa Equivalente

$$U_{bp}(t) = \frac{1}{2} A(t) e^{j\phi(t)}$$

Segnale Pura Bassa in Forma Polare

$$U_{bp}(t) = 2 \operatorname{Re} \{ U_p(t) e^{j\omega t} \}$$

Trasformazione Pura Bassa  $\rightarrow$  Pura Bassa

$$V_{bp}(P) = V_{bp}(P-P_c) Y^*(P-P_c)$$

Equivalente in Frequenza della Trasformazione

### ESEMPIO 4.1.1

Usare il diagramma del piano per ottenere l'espressione di  $\langle \dot{x}(t), \dot{y}_1(t), \dot{y}_2(t) \rangle$  quando

$$\langle \dot{x}(t), \dot{y}_1(t) \rangle = \omega_1(t) \cos \alpha + \dot{y}_1(t) \sin \alpha$$

Sempre tenendo  $\theta(t)$  costante:  $|\dot{y}_2(t)| \ll |\dot{y}_1(t)|$

Soluzione:

$$\langle \dot{x}(t), \dot{f}(t) \cos \alpha \rangle \Rightarrow \langle \dot{y}_1(t) \cos \alpha, \dot{y}_2(t) \cos \alpha \rangle = \langle \dot{y}_1(t), \dot{y}_2(t) \cos \alpha \rangle$$

$$\langle \dot{y}_1(t), \dot{f}(t) \cos \alpha \rangle \Rightarrow \langle \dot{y}_1(t) \cos \alpha, \dot{y}_2(t) \cos \alpha \rangle = \langle \dot{y}_1(t), \dot{y}_2(t) \cos \alpha \rangle$$

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{\dot{x}_1^2(t) + \dot{x}_2^2(t)} = \sqrt{(\dot{x}_1(t) \cos \alpha)^2 + (\dot{x}_2(t) \cos \alpha)^2} = \sqrt{\dot{x}_1^2(t) + 2\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) \cos 2\alpha + \dot{x}_2^2(t) \cos^2 \alpha} \\ &= \sqrt{\dot{x}_1^2(t) + 2\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) \cos 2\alpha + \dot{x}_2^2(t)} \approx \dot{x}_1(t) \sqrt{1 + 2\dot{x}_1(t)\dot{x}_2(t) \cos 2\alpha} \end{aligned}$$

$$\dot{x}(t) = \text{vector} \quad \dot{y}_1(t) = \frac{\dot{x}(t) - \langle \dot{x}(t), \dot{f}(t) \cos \alpha \rangle \dot{f}(t) \cos \alpha}{\| \dot{x}(t) - \langle \dot{x}(t), \dot{f}(t) \cos \alpha \rangle \dot{f}(t) \cos \alpha \|} \sim \dot{y}_2(t) \cos \alpha \quad \text{in quanto } |\dot{x}_2(t)| \ll |\dot{x}_1(t)|$$



### ENERGIA NEI SEGNALI

$$E_p = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\dot{x}_p(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) \cos^2(\omega_1 t + \phi(t)) dt \quad \text{tenendo conto che } \dot{x}_p = \frac{d}{dt} \cos^2(\omega_1 t + \phi(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t)$$

$$\text{quindi:} \quad = \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} A^2(t) \cos(2\omega_1 t + 2\phi(t)) dt \quad A(t) \text{ non è temporale rispetto a } \cos(2\omega_1 t + 2\phi(t)) \text{ quindi possiamo considerare il secondo termine a valore medio nullo,}$$

quindi si considera solo

$$|\dot{x}_p(t)|^2 = \frac{1}{2} A^2(t) e^{2j\phi(t)} \Rightarrow E_p = \int \left( \frac{1}{2} A^2(t) e^{2j\phi(t)} \right)^2 dt = \frac{1}{4} \int A^4(t) dt = \frac{1}{4} \int |\dot{x}_p(t)|^2 dt$$

$E_p = \frac{1}{4} \int |\dot{x}_p(t)|^2 dt$  quindi possiamo scrivere  $E_{p1}$  come:

$$E = E_{p1} + E_{p2}$$

Se consideriamo che  $\dot{x}_p$  è composto in base a un qualsiasi:

$$|\dot{x}_p(t)|^2 = \frac{1}{2} [\dot{x}_1(t) - j\dot{y}_1(t)]^2 \Rightarrow E_{p1} = \int |\dot{x}_1(t)|^2 dt \Rightarrow E = \frac{E_1 + E_2}{2}$$

Esempio.

$$U_{sp}(t) = ?$$

$$S_i(t) = ? \quad S_q(t) = ?$$

$$\delta V_{sp}(p)$$

z

$$\begin{array}{ccccccc} & -300 & -100 & -300 & 100 & 300 & \\ & -100 & & & & 100 & \\ \end{array}$$

dovremo imparare cosa è qui accaduto.

$$\delta V_{sp}(p)$$

$$\rightarrow \text{Bando}$$

$$-\frac{\pi}{2} \quad \frac{\pi}{2}$$

$$-300 \quad 100$$

$$V_{sp}(p) = \operatorname{Tr} \left( \frac{p+100}{\hbar} \right) \frac{1}{100} \sin(\omega_0 t) e^{-\frac{(p+100)^2}{100}} = U_{sp}(t)$$

$$S_i(t) = 2 \operatorname{Re} \{ U_{sp}(t) \} = 800 \sin(\omega_0 t) \cos \omega_0 t = A(t) \cos \phi(t)$$

$$S_q(t) = 2 \operatorname{Im} \{ U_{sp}(t) \} = -800 \sin(\omega_0 t) \sin \omega_0 t = A(t) \sin \phi(t)$$

Esempio 1:

Consideriamo un segnale  $X_{bp}(t)$  dato in ingresso ad un sistema  
 $H_{bp}(t)$ , facendo l'uscita equivalente sottobanda.

$$X_{bp}(P) \quad H_{bp}(P) \quad Y_{bp}(P)$$

$$Y_{bp}(P) = X_{bp}(P) \cdot H_{bp}(P) \quad (\text{bomba P' equivalente in } P_{bp} \text{ di } P_{bp} \text{ trasformazione})$$

$$= X_P(P-P_c) \cdot X_{AP}^*(P-P_c) \cdot [H_P(P-P_c) + H_P^*(-P-P_c)]$$

$$= [X_P(P-P_c) \cdot H_P(P-P_c) + X_P(P-P_c) H_P^*(-P-P_c)] + [X_{AP}^*(P-P_c) \cdot H_P(P-P_c) + X_{AP}^*(P-P_c) H_P^*(-P-P_c)]$$

$$= [X_P(P-P_c) \cdot H_P(P-P_c) + X_P^*(-P-P_c) \cdot H_P^*(-P-P_c)]$$

$$Y_P(P-P_c) \quad Y_{AP}^*(P-P_c)$$

Sono esclusi questi termini perché sono nulli  
e dunque non contribuiscono alla somma.

quindi:

$$Y_{bp}(P) = Y_P(P-P_c) + Y_{AP}^*(P-P_c) \Rightarrow X_{bp}(P) \cdot H_{bp}(P) = Y_{AP}(P)$$



Esempio 2:

Consideriamo un sistema passabanda avere come modulo costante ma  
fase lineare  $\Theta(P)$  (tutato da  $\Theta = \Theta(P)$ )

$$H_{bp}(P) = K e^{j\Theta(P)} \quad P_c < P_1 < P_H$$

$$H_{bp}(P) = K e^{j\Theta(P+P_c)} u(P+P_c) \quad P_1 - P_c < P < P_H - P_c$$

(116)



Supponiamo che la dualizzazione di fase sia relativamente piccola, cioè  
la variazione di fase è molto piccola.

$$\Theta(P, P_c) \approx -\pi n (T_{AP} + T_{AP}) \quad \text{dove } T_{AP} = -\frac{\Theta(P)}{2\pi f} \quad \text{e } \frac{\pi}{2} = \frac{\partial \Theta(P)}{\partial P}$$

questa approssimazione deriva dalla serie di Taylor di  $\Theta(P, P_c)$ .

$$Y_{AP}(P) \approx X_{AP}(P) e^{-j\pi n (T_{AP} + T_{AP})} = X_{AP}(P) e^{-j\pi n (T_{AP} + T_{AP})}$$

$$y_{AP}(t) = x_{AP}(t-t_0) e^{-j\pi n (T_{AP} + T_{AP})} = 2 \operatorname{Re} \left[ x_{AP}(t-t_0) e^{-j\pi n (T_{AP} + T_{AP})} \right] = 2 \operatorname{Re} \left[ 1/2 \left( 1 + j \operatorname{tg}(\omega_c(t-t_0)) e^{-j\pi n (T_{AP} + T_{AP})} \right) \right] = 2 \operatorname{Re} \left[ \cos(\omega_c(t-t_0)) \right]$$



# MODULAZIONE AM

## Modulazione AM

La modulazione viene usata per trasmettere un segnale (segnale portante  $x(t)$ ) in alta frequenza, in modo da ridurla (ammiraggiando) le interferenze degli altri segnali o per non muovere l'antenna.

La modulazione di Amplitude AM ha la seguente forma: Pieno Puro della portante modellata da  $P_0$ . Per la fine basta del segnale modulatore.

$$A(t) = A_0 [1 + \mu x(t)]$$

$$\mu = \text{max} |A(t)| - A_0 \quad \text{INVERSO DI INVERSIONE}$$

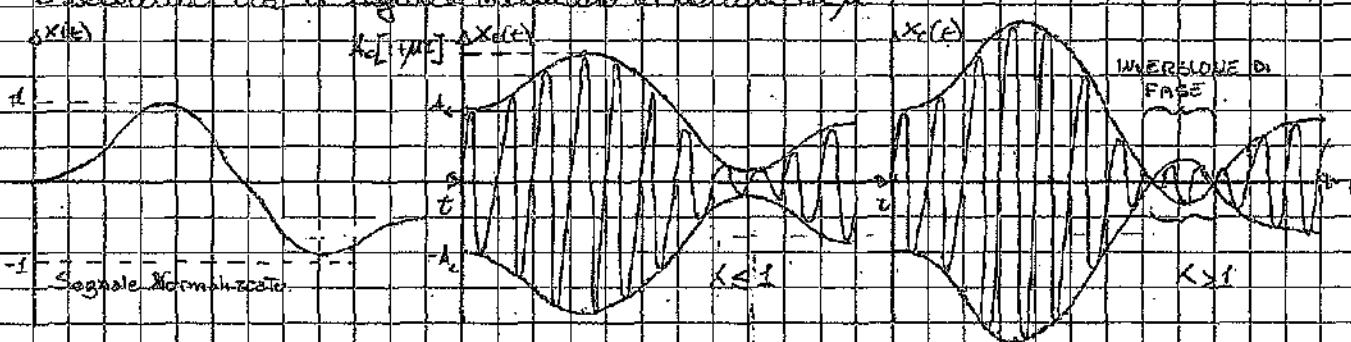
dove:  $A_0$  è l'ampiezza massima della portante non modulata  
 $x(t)$  = segnale modulatore  
 $\mu$  = indice di modulazione  $\Rightarrow \mu \leq 1$

Il segnale AM completo sarà allora:

$$x_c(t) = A_0 [1 + \mu x(t)] \cos(\omega_c t) + A_0 \cos(\omega_c t) + A_0 \mu x(t) \cos(\omega_c t)$$

Nel segnale presente nello AM le componenti in questo modo sono quattro: La base  $p(t) = K$  costante e per semplificare sceglieremo  $p(t) = 0$  in modo da semplificare i calcoli.

Osserviamo ora il segnale modulato: Procedura di  $y$



Se  $\mu = 1$  il segnale normale sarà modulato in modo che l'ampiezza minima di  $x_c(t)$  risulti 0. L'indice di modulazione dunque diventa l'ammittenza del segnale  $x(t)$  che viene chiamata  $\mu$  come siamo abituati:

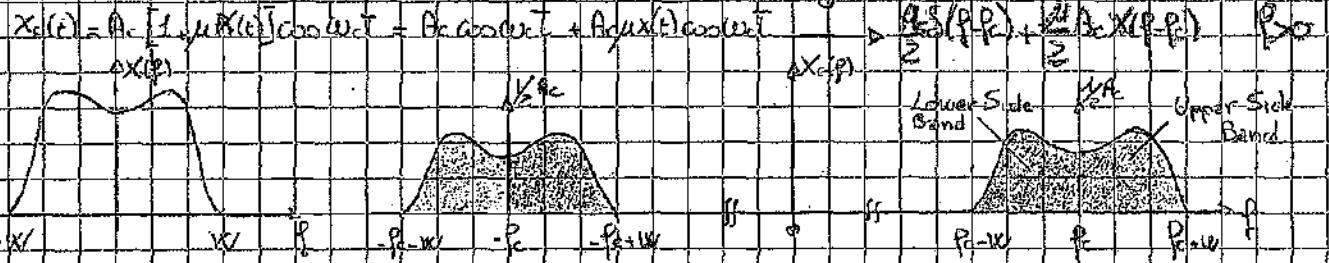
$$\mu > 1$$

$$\mu \leq 1$$

Se questo avviene allora il segnale  $x_c(t)$  può essere facilmente ricavato con un semplice BIVOLTAGE DI INVERSIONE.

La condizione  $\mu > 1$  garantisce che l'oscillazione della tensione sia sufficientemente veloce da seguire fedelmente le variazioni del segnale modulante, mentre la condizione su  $\mu$  assicura che l'ampiezza  $A_0 [1 + \mu x(t)]$  non diventi negativa. Con la modulazione al 100 per cento ( $\mu = 1$ ) l'ampiezza minima fra 0 e  $2A$  rimane un caso di pura modulazione ( $\mu > 1$ ) avremo un'inversione di fase e una dislocazione dell'onda.

Studiamo il segnale AM nel dominio della frequenza matematica.  
Poiché si è ipotizzato come la metà del segnale  $X(t)$  trasposta alla frequenza  $f_c$  e  $P_c$  con binomiale (Normalmente questo è possibile in quanto  $X(t)$  è un segnale Reale).  
Passa Bande.



La presenza delle due bande superiore e inferiore da  $\beta$  mentre da **Modulazione di Amplitude e Doppia Banda Laterale (DSB-AM)** è spiegabile anche il motivo per cui la banda di comunicazione di uno segnale AM è pari a:

$$B_{AM} = 2W$$

Un'altra importante caratteristica della modulazione è la Potenza media Tattica.

$$S_p = \langle X^2(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_T X^2(t) dt$$

$$S_p = \langle \left( A \left[ 1 + \mu X(t) \right] \cos(\omega_c t) \right)^2 \rangle = \langle A^2 \left[ 1 + 2\mu X(t) + \mu^2 X^2(t) \right] \left[ \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \right] \rangle$$

$$= \frac{1}{2} A^2 \langle 1, 2\mu X(t), \mu^2 X^2(t) \rangle + \frac{1}{2} A^2 \langle \cos(2\omega_c t) \rangle \quad \text{Questo termine ha media nulla quindi} = 0$$

$$= \frac{1}{2} A^2 \langle 1, 2\mu X(t), \mu^2 X^2(t) \rangle$$

se a questo punto sommiamo delle ipotesi su  $X(t)$ , cioè se abbiamo che  $\langle \mu X(t) \rangle = 0$ ,  $\langle \mu^2 X^2(t) \rangle = S_x$

$$\frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} A^2 \langle 2\mu X(t) \rangle + \frac{1}{2} A^2 \langle \mu^2 X^2(t) \rangle = \frac{1}{2} A^2 + A^2 S_x \frac{\mu^2}{2} = \frac{1}{2} A^2 + \frac{A^2 \mu^2 S_x}{2}$$

$$S_p = \frac{1}{2} A^2 \left( 1 + \mu^2 S_x \right) = \frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} A^2 \mu^2 S_x \stackrel{P_c}{=} P_c + \frac{1}{2} P_c \mu^2 S_x$$

dove:  $P_c$  = Potenza Media dello portatore

$P_{sb}$  = Potenza media trasmessa da una face band

$$P_{sb} = A^2 \mu^2 S_x = \frac{1}{2} \mu^2 S_x P_c$$

$P_c$  rappresenta la potenza dello portatore non modulata.  $S_x = P_c$  quando  $\mu = 0$ .  $P_{sb}$  rappresenta invece la potenza di una banda portante quando  $\mu \neq 0$ . Una condizione di modulazione  $|\mu X(t)| \leq 1$  impone dunque conseguenza che il termine  $\mu^2 S_x \leq 1$  così avremo che:

$$P_{sb} \leq P_c \quad P_c - S_x - 2P_{sb} \geq \frac{1}{2} S_x \quad \Rightarrow \quad P_{sb} \leq \frac{1}{4} S_x$$

Dal qui si vede un grande limite della modulazione AM pura, ovvero se l'area del 50% della tattica trasmessa è priva del segnale, questo significa che la maggior parte della tattica impiegata viene usata per trasmettere lo spettro ovvero la porzione di  $X(t)$  che non spetta modulazione.

## LIMITI DELLA TRASMISSIONE (AM A FCA)

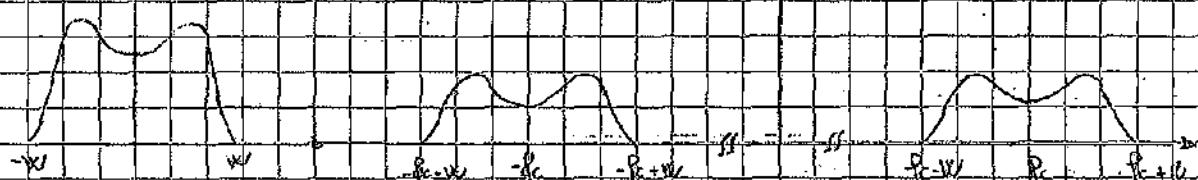
- 1 - La Ditta a frequenza  $f_c$  ( $\Delta(f_p, f_c)$ ) è in grado di trasmettere corrente continua e corrente alternata quando può creare problemi nella ricezione del segnale re nel suo intervallo di comunicazione. Frequenze di 8000 Hz.
- 2 - Nella telecomunicazione occupa una banda pari a  $PW$ , cosa che può essere limitata usando altre tecniche che diminuiscono questo spazio di banda.
- 3 - In Polonia media Telecom Italia non è obbligato dedicare più del 5% della banda di modulazione per la radiofonia. Per esempio se non ha alcuna modulazione.

## Modulazione DSB

Lo spazio di banda delle AM può essere in forte rapporto tenendo  $\mu = 1$  e aumentando la componenti di frequenza delle portanti con modulazione. Il risultato però non segnale del tipo:

$$x_c(t) = A_c x(t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$|x_c(t)|$$



$$|x_c(t)|$$

Esempio rispetto l'effetto di modulazione su 1 dobbiamo stare attenti a non incorrere nell'inversione di fase.

La trasformata in frequenza sarà così di tipo:

$$X_c(p) = \frac{1}{2} A_c X(p-f_c) + \frac{1}{2} A_c X(p+f_c)$$

Notiamo che il dominio delle frequenze AM e DSB sono molto simili, nel dominio del tempo ci sono molte differenze importanti. La fase è l'unica cosa.

$$A(t) = A_c |x(t)|$$

$$\phi(t) = \begin{cases} 0 & x(t) > 0 \\ +\pi & x(t) \leq 0 \end{cases}$$

Quindi perché  $x(t)$  può essere anche negativo provvedendo con la fase di modulazione un'inversione di fase nel meccanismo cui  $x(t)$  all'inizio fa zero.

Per mantenere costantemente la regola originaria dell'ammiraglia conoscere quando avverrà questa inversione. Quando lo DSB ha di vantaggio rispetto allo AM, non richiede discriminazione più complessa.

In termini di Potenza vediamo immediatamente il vantaggio dello DSB, infatti:

$$S_t = \frac{A_c^2}{2} S_x = 2 P_{av} \sim S_{AM}$$

Si vede che lo DSB fa un maggior uso della potenza telecomunicata. Tuttavia non sono studi sui tempi pratici, considerando la differenza di efficienza tra DSB e AM da 8000 Hz dei limiti, potremmo dire che il trasmettitore di AM

teniamo conto di questo punto sul guadagno di potenza osservando il rapporto  $P_{B, \text{max}} / P_{\text{max}}$  sotto la condizione di massimo modulazione ( $\mu = 1$ ):

$$\begin{aligned} \text{AM} \Rightarrow A_{\text{max}} &= A_c [1+1] = 2A_c & P_{B, \text{max}} &= A_c u S_x \Rightarrow \frac{P_{B, \text{max}}}{P_{\text{max}}} = \frac{A_c^2 S_x \cdot 1}{A_{\text{max}}^2} = \frac{A_c^2 S_x \cdot 1}{4 \cdot (2A_c)^2} = \frac{S_x}{16} \\ \text{DSB} \Rightarrow A_{\text{max}} &= A_c & P_{B, \text{max}} &= \frac{A_c^2 S_x}{4} \Rightarrow \frac{P_{B, \text{max}}}{P_{\text{max}}} = \frac{A_c^2 S_x \cdot 1}{A_c^2} = \frac{S_x}{4} \end{aligned}$$

vediamo che a parità di  $A_{\text{max}}$  (esso come uscita del modulatore) con lo DSB si ha un vantaggio di 4 volte rispetto allo AM, a diseguale durezza delle aspettative del demodulatore.

### ESEMPIO 1.1.2 - 1

Consideriamo un trasmettitore radio avere come vincoli:

$$S_{\text{max}} \leq 3 \text{ kW} \quad \text{e} \quad A_{\text{max}} \leq 8 \text{ kW}$$

modulazione regolare  $x(t) = \cos(2\pi f t)$  e tensione  $P_{\text{B, max}}$

Soluzione:

$$\begin{aligned} P_{\text{B}} &= A_c^2 S_x \\ S_{\text{max}} &\leq 3 \text{ kW} \Rightarrow S_{\text{max}} = \frac{P_{\text{B}}}{A_c^2 S_x} = \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{P_{\text{B}}}{8} = \frac{1}{2} \Rightarrow P_{\text{B}} \leq 4 \text{ kW} = 1 \text{ kW} \\ S_{\text{max}} &\leq 3 \text{ kW} \Rightarrow S_{\text{max}} = P_c + 2P_{\text{B}} \text{ con } \mu = 1 \Rightarrow P_{\text{B}} = \frac{1}{2} A_c^2 S_x = \frac{1}{2} A_c^2 \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{4} A_c^2 \\ &= \frac{A_c^2}{2} \cdot \frac{8}{2} = 4 \text{ kW} \quad \text{ma} \quad A_{\text{max}}^2 = 64 \text{ kW} = \frac{(A_{\text{max}})^2}{4} = \frac{A_{\text{max}}^2}{4} \\ P_{\text{B}} &= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4} = \frac{A_{\text{max}}^2}{8} = \frac{A_{\text{max}}^2}{32} = 0,25 \text{ kW} \end{aligned}$$

Studiamo il punto  $S_{\text{max}} \leq 3 \text{ kW}$

$$S_{\text{max}} = P_c + 2P_{\text{B}} \Rightarrow P_c = \frac{1}{2} \cdot 2P_{\text{B}} \text{ facciamo scivare come } 4 = \frac{A_c^2}{8} = \frac{1}{2} P_{\text{B}}$$

dal vincolo precedente

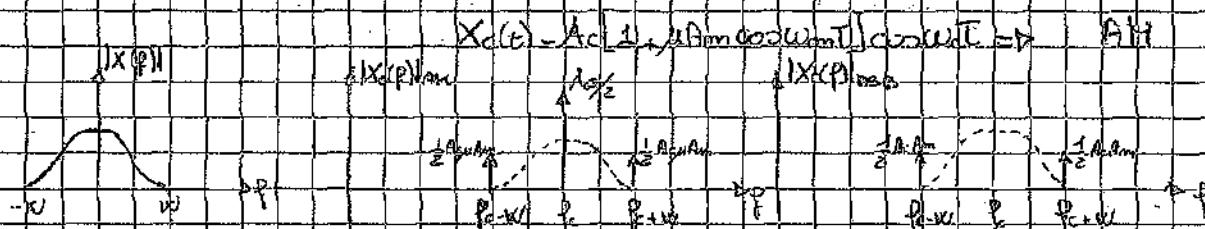
$$S_{\text{max}} = 4P_{\text{B}} + 2P_{\text{B}} = 6P_{\text{B}} \leq 3 \text{ kW} \Rightarrow P_{\text{B}} \leq 0,5 \text{ kW}$$

$$S_{\text{max}} = \frac{S_t}{2} \leq 3 \text{ kW} \Rightarrow S_{\text{max}} \leq 1,5 \text{ kW}$$

## Modulazione di un Tono e Analisi Fisionomia

Soltanente l'equazione cosa segnale generici  $x(t)$  di banda W, possiamo trovare a quale frequenza questo segnale cosa con un'onda alla frequenza più alta del segnale  $x(t)$ . In questo modo riusciremo a semplificare. Possiamo considerarlo tutto lo spettro della banda estesa in questo tono.

$$x(t) = A_0 \cos(\omega_0 t) \Rightarrow x_c(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \pi/2) \Rightarrow \text{DSB}$$



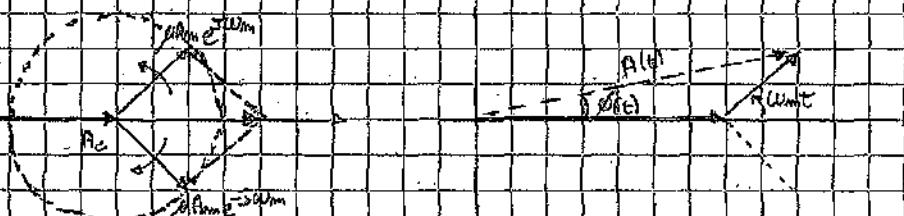
Nel secondo la frequenza di trasmissione è compresa tra le due componenti per emettere la modulazione, altrimenti non avrebbe molto senso.

$$\text{DSB} \Rightarrow x_c(t) = \frac{1}{2}A_0 A_m \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{1}{2}A_0 A_m \cos(\omega_0 + \omega_m)t$$

$$\text{AM} \Rightarrow x_c(t) = \frac{1}{2}A_0 A_m \cos(\omega_0 - \omega_m)t + \frac{1}{2}A_0 A_m \cos(\omega_0 + \omega_m)t + A_0 \cos(\omega_0 t)$$

Per fare questo equazione sul diagramma procedere e rappresentare come somma di quattro componenti:  $A_0 \cos(\omega_0 t)$ ,  $A_0 A_m \cos(\omega_0 - \omega_m)t$ ,  $A_0 A_m \cos(\omega_0 + \omega_m)t$  e  $A_0 \cos(\omega_0 t)$ .

Caso AM:



Questo procedimento come discorso può essere visto anche gli effetti dei distorsioni, infatti se per qualche motivo la modulazione venisse sovrapposta a una semplice somma dei due termini, cioè anteriormente subito la frequenza di una forza  $a(t)$  sarebbe nel tempo?

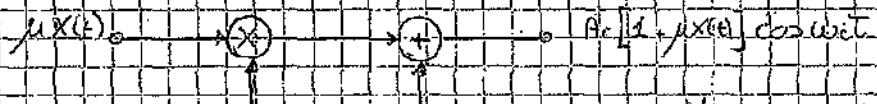
## MODULATORI E TRASMITTORI

Le波形は、AMで送信するためのDSB。振幅を変えることで、周波数搬送信号を含む複数の周波数成分が生成される。この複数の周波数成分は、AMの周波数範囲である。周波数搬送信号は、AMの周波数範囲外である。

### Modulazione a Prodotto (a transconduttorza)

Una modulazione AM. Punto sulle frequenze  $X(t) = A_1(1 + u(t)) \cos(\omega t)$

è costituita da un moltiplicatore analogico e da un oscillatorio. Il moltiplicatore analogico è costituito da un circuito chiamato "modulatoro a transconduttorza".



Modulazione AM.

(1)  $A_c \cos(\omega_t)$

$(t) \circ Y_{dc}$

$$N_{out} = Y_{dc} A_c$$

$N_{dc}$

Moltiplicazione

Transconduttorza

$$(c_1) \rightarrow (1)$$

$\alpha(t)$

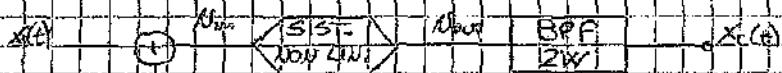
L'ingresso  $N_{dc}$  è applicato ad una ampificatrice differenziale il cui guadagno varia in base alla transconduttorza del transistor che a sua volta varia con la corrente di collettore totale.

Di conseguenza la corrente di emettitore attraverso un convertitore tensione-corrente, cioè l'uscita differenziale  $N_{out}$ .

Questo modulatore non supera i limiti della modulazione lineare. È un limite della linea.

### Modulazione in CAGE (Quadratice)

La modulazione del segnale alle alte frequenze può essere realizzata con un modulatore a legge quadratica. Si utilizza un elemento NPN che permette di avere un trasformazione quadratica.  $N_{out} = \alpha_1 N_{in}(t) + \alpha_2 N_{in}(t)^2$



(1)  $\cos(\omega t)$

$$N_{out}(t) = \alpha_1 N_{in}(t) + \alpha_2 N_{in}(t)^2$$

$$N_{in}(t) = X(t) \cdot \cos(\omega t)$$

$$\begin{aligned} N_{out}(t) &= \alpha_1(X(t) + \cos(\omega t)) \cdot \alpha_2(X(t) - \cos(\omega t))^2 = \alpha_1 X(t) \cdot \alpha_1 \cos(\omega t) + \alpha_2 X^2(t) \cdot \alpha_2 \cos^2(\omega t) \\ &= \alpha_1 X(t) \cdot \alpha_1 \cos(\omega t) + \alpha_2 X^2(t) \cdot \alpha_2 \cos^2(\omega t) + \frac{\alpha_2}{2} \alpha_2 X^2(t) \end{aligned}$$

Questo punto fa campo nel dominio delle frequenze e vediamo gli effetti del filtro BPF.

$$b_{\text{tot}}(P) = \alpha_1 X(P) + \frac{\alpha_2}{2} S(P+P_c) + \frac{\alpha_3}{2} S(P-P_c) + \alpha_4 X(P) \times X(P_c) + \alpha_5 X(P-P_c) \times X(P_c) + \frac{\alpha_6}{2} S(P+2P_c) + \frac{\alpha_7}{2} S(P-2P_c) + \frac{\alpha_8}{4} S(P+3P_c) + \frac{\alpha_9}{4} S(P-3P_c)$$

Ricordando appena chiamamente alternante uno segnale del tipo

$$V_{\text{out}}(t) = \alpha_1 X(t) + \alpha_2 X(t), \quad \alpha_1 < 0, \quad \alpha_2 > 0$$

che ricorda una spina tassa Prezzo di Borsa ZW è costituita da tre terminazioni con il termine

$$V_{\text{out}}(t) = \alpha_1 [1 + \frac{2\alpha_2}{\alpha_1} X(t)] \cos(\omega t)$$

che ricorda appena chiamamente uno segnale filo

Se gli spese di vita minore di 3000 e invece della una sorgente discione delle banche se avesse dovuto la fratturazione del segnale

Così si ricorda che a destra quando l'alternante l'è costituito fatto anche alternare uno modulazione DSB se  $\alpha_1 = 0$ , ma questo non è il caso in quanto eccedendo la Regge:

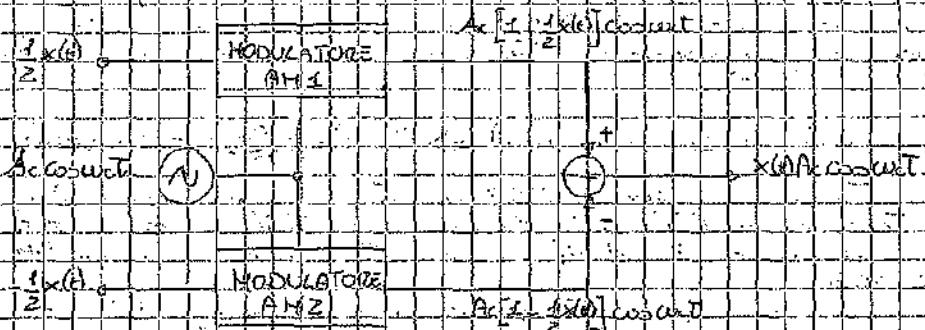
$$S = \alpha_1 X + \alpha_2 X^2$$

cose composta da un termine linea e una cosa linea, dunque, dicono mai che le componenti P linea non linea da X da P linea linea C-X, e questo è spesso chiamato codotto del P linea

13-10-2006

## MODULAZIONE BIAMPLIATO DSB

Sperimentalmente i moduliatori a Regge quadratica per la DSB sono molto rari e comuni quando si utilizza la modulazione DSB ad alta frequenza in una modulazione biampliato, dunque una combinazione di due modulatori AM in una configurazione tale da cancellare la portante in uscita.



Allora si può vedere che se il modulatore biampliato è comunque un modulatore passivo, dobbiamo che se il messaggio  $x(t)$  può essere elaborato così come questo non avrà alcuna cancellazione in uscita, forse perché il modulatore è Regge quadratica, ma questa in frequenza è sempre modulata con la  $\omega_p$ .

## MODULAZIONE SSB

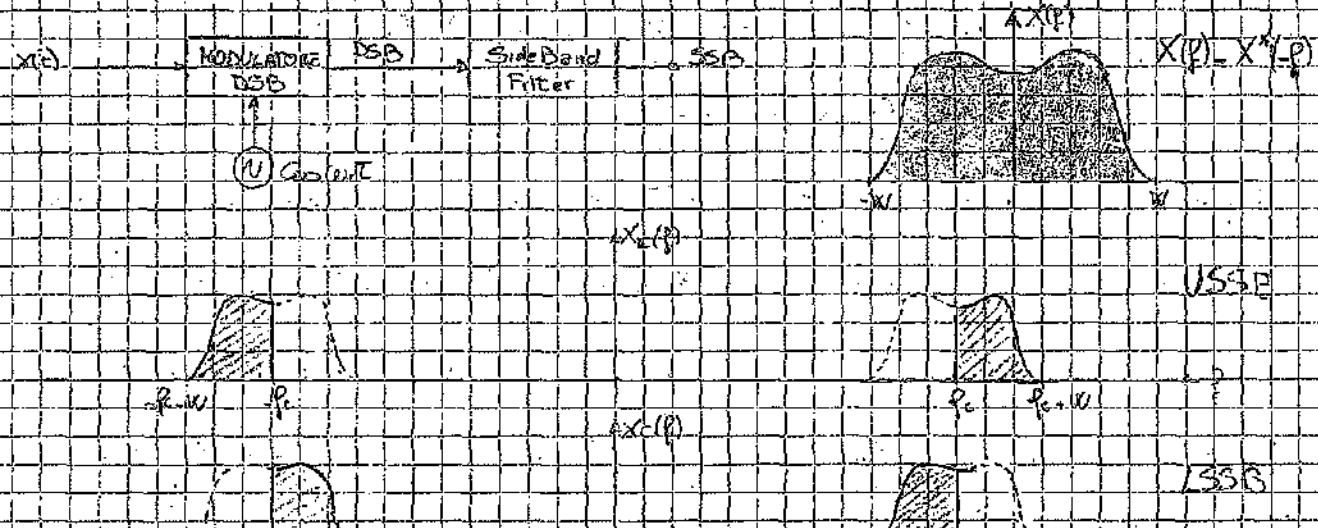
La modulazione SSB analogica conviene perché produce uno spazio sia di banda che di potenza. Il problema è di ottenere trasporto con DSB. Per questo aggiungendo la portante per ottenere il doppio spazio della portante di potenza ma ignorando le spese di banda.

Ora consideriamo il caso in cui sappiamo con certezza la portante portante  $\omega_p$ , interamente e in modo conoscendo così il messaggio come uno spazio di banda.

### SPECILO E SEGNALE NELLA SSB

La banda libera sarebbe dunque doppia di quella di telefonia, la banda libera più ammessa rispetto alle frequenze  $f_c$  (il segnale è reale), quindi ognuna di essa contiene tutta l'informazione del messaggio. Quindi la banda può essere dimezzata mantenendo la stessa banda portante impostata alla metà.

Un'idea di una modulazione SSB può essere quella di usare un normale modulatore DSB seguito da un filtro passante o filtrante banda chiamato Sideband Filter.



In questo caso il coseno d'onda è  $\cos(\omega t + \phi_0)$ . USSB = LSSB: la Regressa di Punta passa per l'origine.

$$D_f = W \quad S_i = \frac{1}{2} A^2 \text{ Hz}$$

Soltanto se SSB sia l'insieme visuale sociale nel dominio delle frequenze, il segnale nel dominio del tempo  $x_{SSB}(t)$  non è frattamente modulato (nel senso della modulazione di una linea).

Se ora facciamo un esempio di sezione PDSB e consideriamo una linea che ha due bande, ciascuna delle quali contiene un solo (semplice) segnale (sempre secondo la definizione di una linea):

$$x_{SSB}(t) = \frac{A_c}{2} \sin(\omega_c t + \phi_m) + A_c \sin(\omega_c t + \phi_m) = \frac{A_c}{2} \sin(\omega_c t + \phi_m)$$

Dove il segnale sinusoide intermedio per lo USSB manda il segnale rimbalzo (-) nel LSSB. Naturalmente, se si fa un lavoro modulante SSB, il canale è spartito da  $\omega_c + f_m$ , e il rimbalzo è un solo frattamento per cui l'intera banda è modulata.

Per analizzare lo SSB come un ingaggio nel campo della modulazione SSB si può prendere un generico segnale DSB e ricavare le sue componenti in modo da calcolare  $X_{LP}(t) - X_{HP}(t)$ . Quando facciamo la regressione del desiderio  $X(t)$  secondo il metodo dell'equivalente Passa-Basso (metodo dei  $X_{LP}(t)$ ) non segnala nessun contenuto in qualsiasi linea. E quando facciamo la regressione del rimbalzo non segnala nessun contenuto.

$$X_{LP}(t) = A_c x(t) \cos(\omega_c t)$$

$$X_{HP}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) : H_P(P) = U(P) - C(P - x)$$

USSB

$$P = W \quad P_c = \frac{W}{2}$$

$$H_P(P) = \left( \frac{1}{2} (1 - \operatorname{segm} P) \right); \quad 0 < P < W$$

altrimenti

quindi  $X_{LP}(t)$  in altre parole coincide con  $X_{LP}(P) \cdot H_P(P)$

$$Y_{LP}(P) = X_{LP}(P) H_P(P) = \frac{1}{2} (1 - \operatorname{segm} P) X_{LP}(P) = \frac{1}{2} X_{LP}(P) (1 - \operatorname{segm} P)$$

un'altra modulazione.

$$Y_{HP}(P) = X_{HP}(P) = \frac{1}{2} X_{LP}(t) + \frac{1}{2} X_{LP}(t) \times \frac{1}{2} + \frac{1}{2} X_{LP}(t) \times \frac{1}{2} = \frac{1}{2} X_{LP}(t)$$

$$Y_{HP}(t) = \frac{1}{2} [X_{LP}(t) + \frac{1}{2} X_{LP}(t)] \quad \text{ma } X_{LP}(t) = A_c x(t) \quad \text{quindi}$$

$$Y_{HP}(t) = A_c [x(t) - \frac{1}{2} x(t)]$$

A questo punto siamo appena alla trasformazione Passa-Basso - Passa-Banda e quindi se:

$$Y_{HP}(t) = 2 \operatorname{Re} [Y_{HP}(t) e^{j\omega_c t}] \Rightarrow X_{LSSB}(t) = \frac{A_c}{2} [x(t) \cos(\omega_c t) - \frac{1}{2} x(t) \operatorname{sen}(\omega_c t)]$$

$$X_{LSSB}(t) = \frac{A_c}{2} [x(t) \cos(\omega_c t) + \frac{1}{2} x(t) \operatorname{sen}(\omega_c t)]$$

Osservando l'equazione si vede che il segnale modulato come somma di due componenti della funzione quadratura (quindi da componenti), infatti è la quadratura della

$$X_{LP}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) \Rightarrow \text{componente}$$

in fase

$$X_{HP}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) \Rightarrow \text{componente}$$

in quadratura

mentre l'inviluppo SSB è

$$A(t) = \frac{1}{2} A_0 \sqrt{x^2(t) + x'^2(t)}$$

La complessità del circuito necessario per demodulare una segnale SSB in conversione in binomiale nella parte di somma di questo tipo di modulazione fissa quando il braccio regolare se cui si preferisce una modulazione binaria è di potenza alla semplicità del ricevitore.

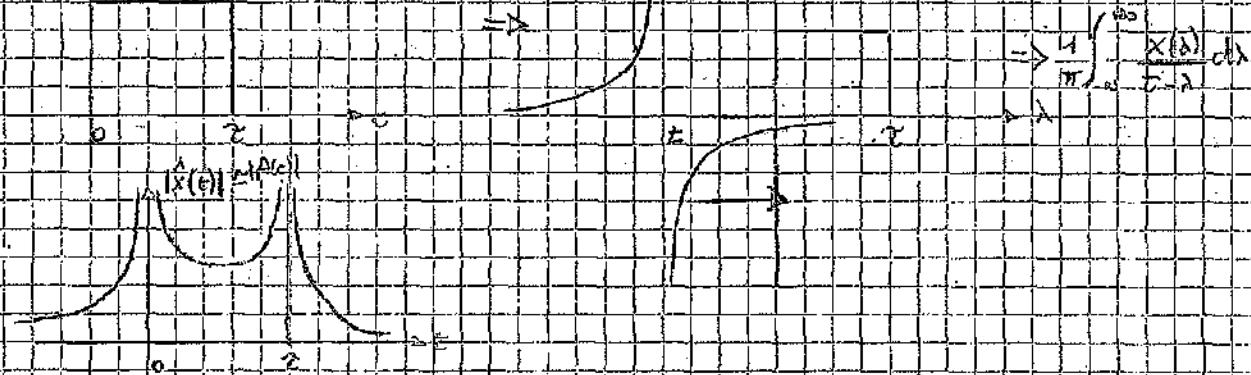
#### ESEMPIO 4.1.

Supponiamo che un segnale modulabile da una variazione nelle modulazioni SSB, la trasformazione di Hilbert, sia una pulsazione. Questo vuol dire che la modulazione di un inviluppo  $A(t)$  corrisponde al passaggio di un "corvo" dell'inviluppo.

Per dimostrarlo ad esempio un inviluppo oscillante.

$$x(t) = u(t) - u(t-\tau)$$

risolvendo alle  $\dot{x}(t) = \frac{1}{\tau} x(t)$



vediamo quindi che ai corvi delle due componenti dell'inviluppo nel punto con cui  $x(t)$  è zero (l'istante in cui  $x(t)$  è massima o minima) queste ricci, sia per l'ampiezza sia per la potenza.

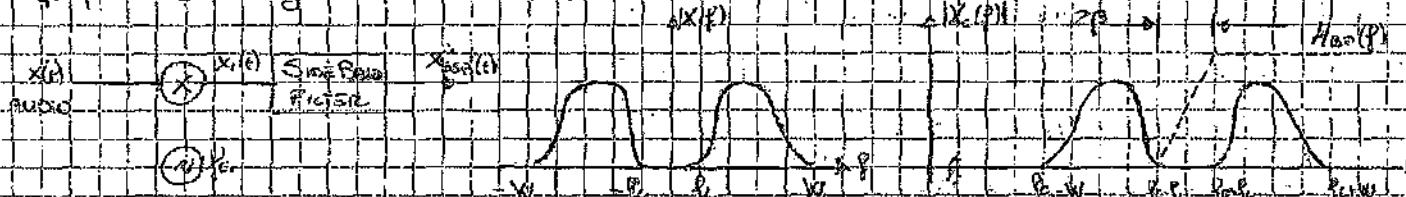
Da queste osservazioni possiamo concludere che la modulazione SSB non è simile a modulazioni simili come può essere una conversione digitale, si riduce più al segnale come quello analogico associato corrispondente ad un PAM, poiché tratta non solo inviluppi seriosamente bruci e le portate sono ad eccezione del possibile per l'inviluppo.

## (6)

### FEDERAZIONE di SSB

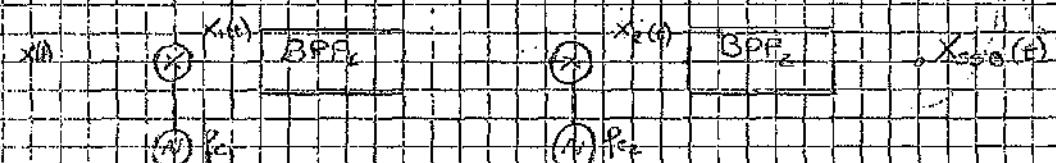
Il modo comodo più da SSB Teoria è di usare componenti che sono modulatore DSB seguito da un'altra banda passante (Side Band Filter) insieme alla reale banda passante. Il filtro infatti è costituita prima da ideale, una sezione per le bande laterali molto meno e dopo da una banda passante con frequenza di taglio  $P_{-f}$  perfetta. Esso infatti genera grazie una spaccatura della banda trasmettente in almeno una sede delle bande desiderate.

Tuttavia anche nei molti dei segnali di ampiezza reale (come funziona come i segnali reali) nonno sono di molti contenuti spettrali della banda trasmettente. In questo caso la sequenza è appunto dei modulatori. Si considera una frequenza nulla e la frequenza zero, si considera come un'altra spettro vacante centrale. La frequenza  $f_c$ , all'interno del quale si spostano i due spettri di taglio del Side Band Filter.



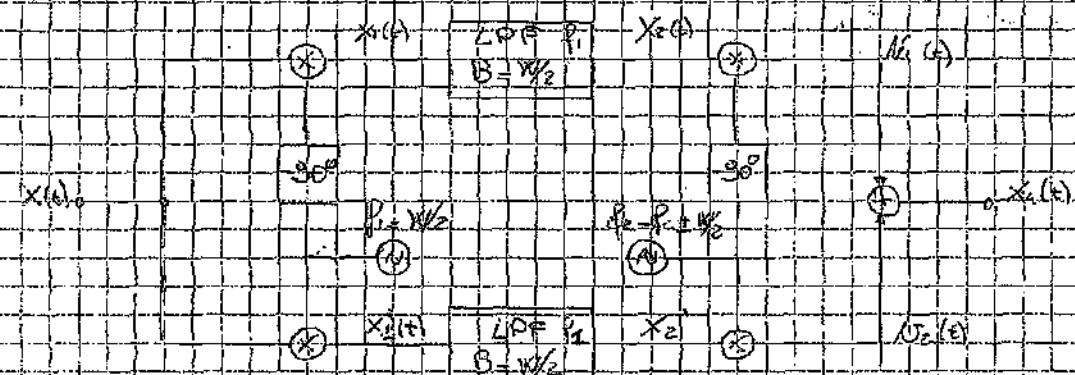
Un'altra tecnica fondamentale è la P.A. Paraphase.  $E_B > 10\mu V_{dc}$  può essere minima (del 1% della tensione di taglio  $P_c$  (carica)) quando viene da conseguente l'aperto  $P_c$  (min.  $f_c < 200\mu s$ ).

I valori di  $E_B$  si è controllato dalla Paraphase del P.A. trasmettente, funzione dei limiti alla sequenza per le cui in molti casi coincidono con la frequenza delle modulazioni. Per ciò per questo spesso l'aperto del  $P_c$  può indirettamente che di non è sufficientemente alta per selezionare le bande, oltre ai ruote muovendone la intensità del modulazione e farsi successivi passi di controllo in alcuna delle frequenze desiderata.



## MODULATORE SSB di Weaver

Il modulatore di Weaver è un dispositivo costituito da due modulatori SSB (un solo), uno composto a calore di lavoro (frequenza  $\omega_1$ ) e il secondo alternati (frequenza  $\omega_2$ ) e costituito in modo da ottenere un duplice SSB ottimale. Modulando in due step il segnale ha le componenti sovraffunite in opposizione di fase.



Studieremo il funzionamento del modulatore superendodale avere come segnale un angolo di innalzamento

$$x(t) = \cos 2\pi f_m t \quad \text{con } f_m < W$$

la uscita  $x_c(t)$  sarà

$$x_c(t) = N_1 + N_2 \quad \text{dove} \quad N_1 = \text{Sezione Porte Superiore}$$

$$N_2 = \text{Sezione Porte Inferiori}$$

Se studieremo l'angolo e l'oscillazione dei PPI LPP più superficie che imprecise (LPI e LPI<sub>c</sub>) indichiamo che:

$$X_1(t) = \cos 2\pi f_m t \cos \frac{Wt}{2}$$

$$X_2(t) = \cos 2\pi f_m t \sin \frac{Wt}{2}$$

La uscita dei filtri LPP<sub>1</sub> e LPP<sub>2</sub> rispetta le formule indicate per una PPI costante  $\cos 2\pi f_m t$  e  $\sin 2\pi f_m t$  rispettivamente anziché

$$N_1(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi f_m t (P_c + \frac{W}{2} (W + P_m)t) + \cos 2\pi f_m t (\frac{W}{2} + \frac{W}{2} (W - P_m)t)$$

$$N_2(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi f_m t (P_c + \frac{W}{2} (W + P_m)t) - \cos 2\pi f_m t (\frac{W}{2} + \frac{W}{2} (W - P_m)t)$$

Ora se prendiamo i segnali superiori (+) sia nelle equazioni di  $N_1$  e  $N_2$ , sia nel termine totale otteniamo l'equazione per USSB

$$x_c(t) = \frac{1}{4} [\cos 2\pi f_m t (P_c + P_m)t + \cos 2\pi f_m t (P_c + W - P_m)t] + \frac{1}{2} [\cos 2\pi f_m t (P_c + P_m)t - \cos 2\pi f_m t (P_c - W + P_m)t]$$

$$x_c(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi f_m t (P_c + P_m)t \rightarrow X_c(t) = \frac{1}{2} \cos (Wt + W_m)t \quad \text{USSB}$$

Se invece prendiamo i segnali imprecisi (-) sia nelle equaz. di  $N_1$  e  $N_2$ , sia nel termine totale ottieniamo l'equazione per LSSB

$$x_c(t) = \frac{1}{4} \cos 2\pi f_m t (P_c - W + P_m)t + \cos 2\pi f_m t (P_c - P_m)t] - \frac{1}{2} [\cos 2\pi f_m t (P_c - W + P_m)t - \cos 2\pi f_m t (P_c - P_m)t]$$

$$x_c(t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi f_m t (P_c - P_m)t \rightarrow X_c(t) = \frac{1}{2} \cos (Wt - W_m)t \quad \text{LSSB}$$

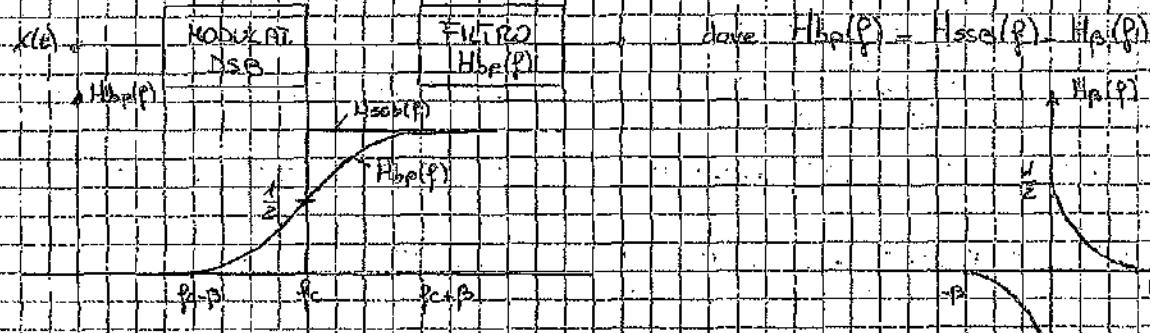
Se consideriamo una segnale a banda molto larga come può essere una segnale televisivo su un segnale DSB anche nullo, la scelta fra DSB e SSB come moduli d'onda.

La SSB è comunque più semplice da trasmettere di SSB perché non ha una portante (risposta in frequenza corretta per tutte le sottocarri) e le borse di frequenza dei toni sono solo le DSB, le loro vibrazioni. Bene con il messaggio e le loro frequenze, ma si risiede una portante di banda doppia delle celle SSB.

Saranno quindi necessarie 2 portanti per trasmettere la SSB. La portante deve essere quella del modello trasmesso VESTIGIALE VSB.

La MODULAZIONE VSB è ottenuta riducendo la portante di un secondo DSB o ATC mediante filtri VESTIGIALE che cosa impedisce che queste portanti vengano a trovarsi nella stessa banda. Però le stesse portanti hanno comunque la stessa ampiezza.

Nella modulazione VSB la portante esatta delle quattro di transistrazione può essere determinata rispetto alla frequenza fc e la risposta alla frequenza via pari a 1/2 la frequenza fc.



Il filtro è dunque lo stesso che abbiamo visto per la telecamera:

$$H(p) = V(p-p_c) H_B(p-p_c) P_{SO}$$

dove  $H_B(p)$  è una funzione di passa basso e quindi  $H(p) = -H_B(-p) = H_B(p) \geq 0$  per  $|p| \gg p_c$ .

Il filtro VSB quindi non è altro che uno speciale Side Band Filter con una banda di illuminazione pari ad  $2\beta$ . Siccome la portante di banda totale è doppia e la portante minima è doppia e pura, la portante di banda minima sarà:

$$B_s = W + \beta = W$$

Quando  $\beta \ll W$  ovvero quando  $\beta$  è piccola, lo spettro VSB è quasi uguale col modello SSB. Questa somiglianza nasce dal fatto che anche nel dominio del tempo le波形e VSB puoi essere scritte come una SSB. Per questo viene chiamata:

$$X(t) = \frac{1}{2} A_x x(t) \cos(\omega t) + X_p(t) \sin(\omega t)$$

$$\text{dove } X_p(t) = \frac{1}{2} x(t) + X_{p(t)} \quad \text{con} \quad X_p(t) = j \int_{-\infty}^t H_B(p) X(f) e^{j \omega f} dp$$

da sollema il dominio è una via di mezzo tra quella della DSB e SSB per cui:

$$1/A_{DSB} \leq S_s \leq 1/A_{SSB}$$

è dunque dalla portante dello uscita  $B$ .

Se ora rafforziamo di applicare il filtro originale ad una modulazione AM come precedente con le portanti doppie doppie, otteniamo una seconda modulazione chiamata VSB+C, in qualche modo trascurabile poiché tutte delle portanti

La modulazione in amplitudine consente di ricevere le informazioni del canale. Per ricevere l'informazione del canale bisogna decodificare la portante di Banda delle Banda desiderate, non ve ne interessano le informazioni.

La modulazione dell'envolvente della portante richiede una banda laterale minima, che è la modulazione VS B+C per generare una legge di modulazione.

$$X_c(t) = A(t) [1 + \mu x(t)] \cos(\omega_c t - \phi_x(t)) \sin(\omega_b t)$$

$$\Rightarrow X_{c1}(t) = A(t) \cos(\omega_c t - \phi_x(t)) \sin(\omega_b t)$$

dove  $X_{c1}(t) = A(t) \cos(\omega_c t - \phi_x(t))$

$$X_{c2}(t) = A(t) \sin(\omega_c t - \phi_x(t))$$

### RIASSUMENDO

Modulaz.  $X_c(t)$  = Segnale Modulato

$X_p(t)$  = Inviluppo Bassa Basso.  $A(t)$  = Amplitude.  $S_r$  = Potenza

AM  $A(t)[1 + \mu x(t)] \cos(\omega_c t)$

$$\frac{1}{2} A(t)[1 + \mu x(t)]$$

$$P_c[1 + \mu x(t)] \quad P_c + P_{sb}$$

DSSB  $A(t)x(t) \cos(\omega_c t)$

$$\frac{1}{2} A(t)x(t)$$

$$A(t)x(t) \quad 2P_{sb}$$

SSB  $\frac{A(t)x(t) \cos(\omega_c t) + X_p(t) \sin(\omega_c t)}{2}$

$$\frac{1}{2} A(t)x(t) \pm \frac{1}{2} X_p(t)$$

$$\frac{A(t)x(t)^2}{2} \quad P_{sb}$$

VSB  $\frac{A(t)x(t) \cos(\omega_c t) + X_p(t) \sin(\omega_c t)}{2}$

$$\frac{1}{2} A(t)x(t) \mp \frac{1}{2} X_p(t)$$

$$\frac{A(t)x(t)^2}{2} \quad P_{sb}, S_r < P_{sb}$$

Generalizzando si discute di come trovare una ricezione comune a tutte queste modulazioni.

$$X_c(t) = [K_c + K_p x(t)] \cos(\omega_c t - \phi_x(t)) \sin(\omega_b t)$$

La parte del segnale che ci interessa ricevere è la portante, quale è un mix, per questo occorre la conversione in frequenza.

## CONVERSAZIONE DI FREQUENZA E DEMODULAZIONE

### Conversione di Frequenza

La conversione di Frequenza consiste nell'incremento o diminuzione della frequenza di un segnale (es. esempio un segnale DSB).

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_1 t) \quad \text{è una portante (ex: \(\cos(\omega_1 t)\))}$$

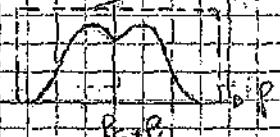
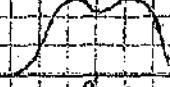
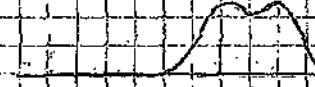
$$x(t) \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) = A(t) \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + A(t) \cos(\omega_1 - \omega_2) t$$

Il prodotto delle due componenti moltiplica e somma le oscillazioni di due frequenze.

$f_{\text{P}} + f_{\text{P}} = f_{\text{P}}$  ( $f_{\text{P}}$  è moltiplicato da  $\cos(\omega_1 t)$ )

Suonando  $f_{\text{P}} + f_{\text{P}}$  la modulazione avrà lo stesso effetto del segnale della musica (frequenze della portante). Con un filtre passivo seleziono la frequenza da convertire (da  $f_{\text{P}}$  a  $f_{\text{P}} + f_{\text{P}}$ ). I dispositivi che eseguono queste operazioni sono detti CONVERATORI DI FREQUENZA o MIXER.

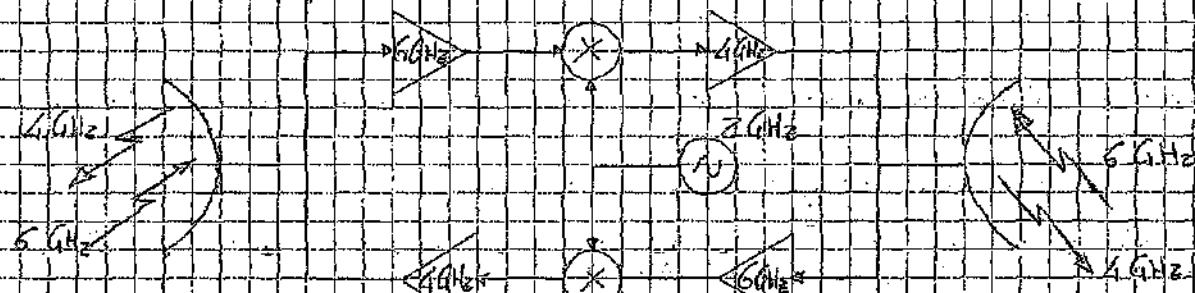
$x(t)$



FILTRA

### ESEMPIO

Un emettitore semplicato di conversione in frequenza è quello dei transponders satellitari. Se usano due frequenze bem distinte (4 GHz e 6 GHz) per ricevere e trasmettere segnali.

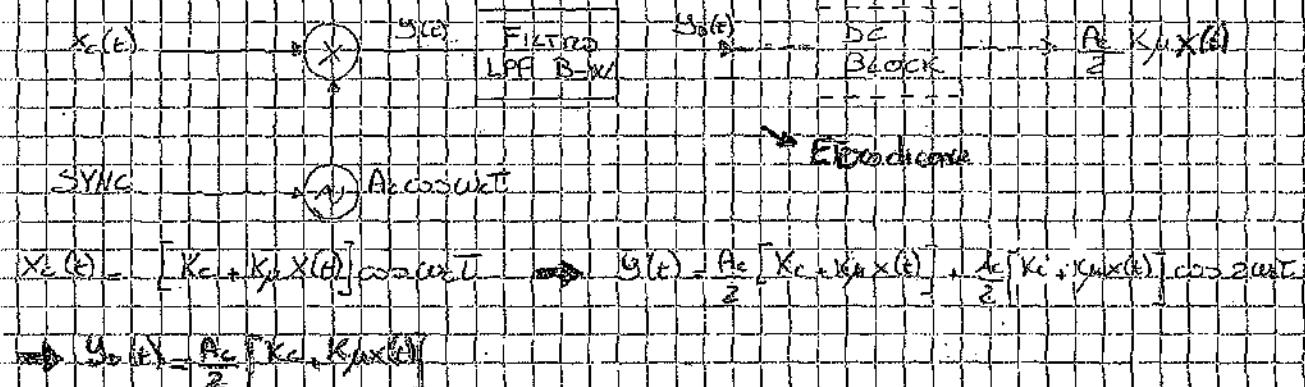


Riceve il segnale a 6 GHz. Lo amplifica, lo converte a 6 GHz e lo trasmette.

## Rivelatori - Sintesi

(2)

Ultimi titoli di moduli come l'intero circuito demodulatore. Se vediamo di seguire un segnale un lungo con uno spettro piccolo con uno spettro di piccole ampiezze e questo è del segnale, si osserva che per la linea di ricezione di questa parte potrebbe essere perfettamente utilizzata la linea a frequenza fissa con la portante ricevuta.



Nel passaggio da  $y(t)$  a  $g(t)$ , ovvero nel passaggio per il P. Bico LPF, viene eliminata la componente a  $\omega_c$  e la sola parte composta dalla componenti della portante in frequenza.

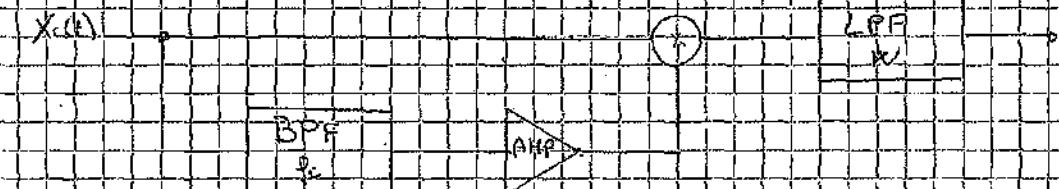
Noi avremo poi altrimenti una componente continua  $A_c k_c$  che ci troppo si somma a  $k_c$  facendone, per forza più di aver ricevuto perfettamente il segnale da  $x(t)$ , dobbiamo rimuovere questo termine con una DC Block che può essere una condensatrice o un trasformatore.

È funziona per limiti di questo ricevitore sono abusi dei condizionamenti necessari di avere isolante ed oscillatori. Dette se perfettamente sincronizzati.

Questo demodulatore è anche in grado di demodulare la segnale ricevuto in ricezione riceve un segnale modulato VSB. Per questo in questo simbolo si intoduciamo un nuovo dispositivo.

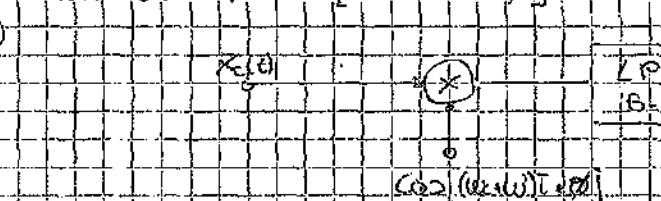
## RICEVITORE CHODURA

Si sintonizza come un oscilatore. Poiché è un gruppo protetta, soprattutto se lo sintonizzatore non viene usato come nel caso delle DS-B in detto S.S.C. Si può allora ricevere il trasmittente stesso sintonizzato sulle frequenze delle reticolte dei reticolti da seguire, calcolata dal ricevitore e esistono modemamente un quinto a sonda strettamente relativa dove deve essere ampiato e in seguito avere una messa in punto di fatto dell'oscillatore. Poiché.



E' comunque da conseguenze dovute ad una oscillazione non perfettamente sincronizzata alla portante.

$$\text{Oscillatore} \Rightarrow \cos[(\omega_c + \omega)t + \phi] \quad \text{Segnale } x(t) \Rightarrow x(t) = \cos(\omega_m t)$$



Osserveremo i due casi di modulazione DSB e SSB.

$$x_e(t) = \begin{cases} A_c \cos(\omega_m t + \phi) & \text{modulazione DSB} \\ A_c \cos((\omega_m + \omega_b)t) & \text{modulazione SSB} \end{cases}$$

(Multipli) secondo i due segnali. Tra loro è appena che i due casi di  $\omega_b$ ,  $\omega_b$  è  $\omega_m - \omega_b$  per i due tipi di modulazione.

$$\text{DSB} = \frac{1}{2} [A_c \cos(\omega_m t + \omega_b t) + A_c \cos(\omega_m t - \omega_b t)] \Rightarrow \omega_b = 0$$

$$\text{SSB} = \frac{1}{2} [A_c \cos(\omega_m t + \omega_b t) + A_c \cos(\omega_m t - \omega_b t)] \Rightarrow \omega_b \neq 0$$

Perché ottenuto questo come multipli secondo il segnale  $x_e(t)$  per il caso  $\omega_b \neq 0$ .

Analizzando i vari casi vediamo che:

• Nel caso di DSB con solo una frequenza, l'abbiamo due componenti e quindi due componenti del segnale.

• Nel caso di DSB con due ettori di base invia il terzino cioè che modifica tutto quando c'è un solo segnale o addirittura non invia se  $\omega_b = 0$ .

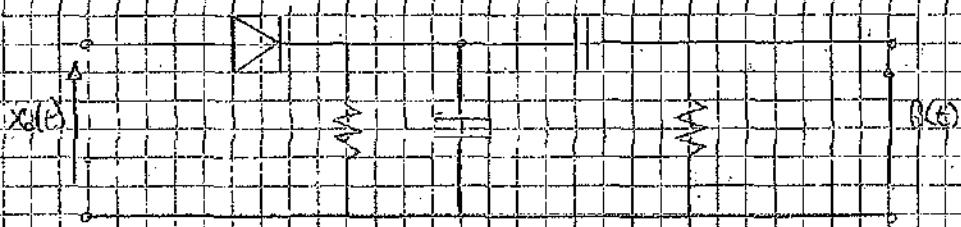
• Nel caso di SSB con solo una frequenza il segnale viene trasferito alla frequenza soggiata.

• Nel caso di SSB con due ettori di base invia il trittico il minore dei quali sono il segnale inviato nello stesso.

## RIVELATORI DI TUVOLI EPO - RICEVITORI ASINCRONI

(23)

I ricevitori sincroni mette il messaggio dove vuoi, molti usano un questo. La rivelazione di un impulso è anche più semplice a causa delle formule della Nelle regole Paraboliche del segnale e non più bisogno di discriminare.



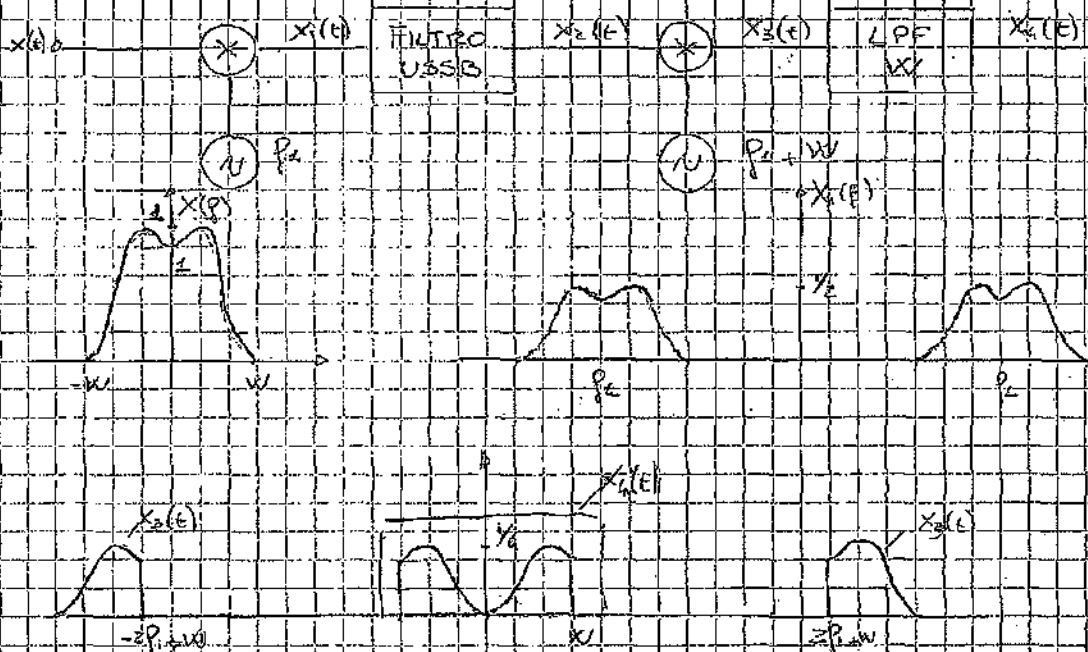
Questo ci vuol tempo per rilevare da cosa l'impulso dove si trova ma se si desidera rispettare le idee si dovrà

$$X \ll 1/R_C \ll S_p$$

in questo si considera messo cioè avere Troppo veloce fax messa in Troppo lento  
impatto del segnale, oppure troppo veloce otticamente non riuscire a seguire la variazione del livello.



E5 4.5.3



Ha praticamente raccomandato le bande. Questo valeva. (Vede Sincronismo)  
non va usata nei primi anni di vita logaritmica.  
L'immagine si vedeva cosa l'audio era un compressore che è a chi leggeva scriveva  
forse un apparecchio che fa la decompressione inviando la quota di tempo eccellente per  
le bande.

## DEFINIZIONE AGRIMENTICO DSB

Nei circuiti AM si associa il concetto di ammociglio grazie al repertorio di un solo modo modulare come DSB. La questione è: cui formi la coda in quanto del osserviamo la spettrale, non rispetto alla linea rappresentata. La soluzione quindi nonché la spettroscopia conviene farci con le componenti zonate.

Risolviamo questa faccenda ponendo un trasmettore quadripolare seguito da un filtre passante a banda stretta centrale di 2f e una di una doppia di frequenza.

$$X_0(t)$$

$$(-)^3$$

$$\text{BPF}$$

$$2f$$

$$\text{DIVISORE}$$

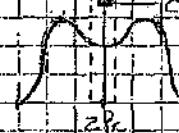
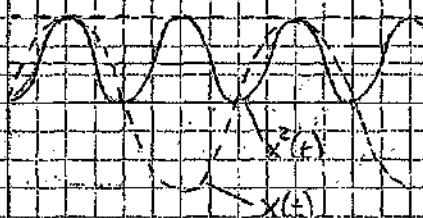
$$\text{FREQUENZA}$$

$$\rightarrow X(t)$$

$$X_0(t) = A \cos(\omega t)$$

$$\Rightarrow X(t) = A^2 \cos^2(\omega t) = \frac{A^2}{2} [1 + \cos(2\omega t)]$$

Si ottiene così un segnale che presenta una media diversa dalla media composta aggiuntiva "cos 2wt" e frequenza della coda appena sostanziale. Per questa ragione una divisione di frequenze per estenuare la portante "cos 2wt".



SPECIE	COSTRUTTO
DSB	DSB

### 4.1.4

Calcolare  $V_{dp}(P)$ ,  $V_{dp}(f)$  e  $V_{dp}(t)$  quando  $f_c = 1200 \text{ Hz}$  è

$$V_{dp}(P) = \begin{cases} 1 & 300 \text{ Hz} \leq P \leq 1300 \text{ Hz} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases} = \pi \left( P - 1100 \right) / 100$$



Soluzione:

$$V_{dp}(P) = \pi \left( P - 1200 + \frac{100}{100} \right) \rightarrow V_{dp}(P) = V_{dp}(P + f_c) V(P + f_c)$$

$$V_{dp}(P) = \pi \left( P + \frac{100}{100} \right)$$

Portiamoci nel diagramma del P tempo:

$$V_{dp}(t) = \pi V_{dp}(P)$$

$$\pi \left[ \frac{1}{400} \left( t + 100 \right) \right] = 400 \sin \left( 400t + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$\pi \left[ \frac{1}{400} \left( t + 100 \right) \right] = 100 \sin \left( \frac{t + 100}{400} \right)$$

quindi



ora facciamo la stessa operazione di Euler per trovare  $N_{ip}(t)$  cioè:

$$N_{ip}(t) = 100 \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) + j 100 \sin(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) e^{-j\omega_0 t}$$

$$= 100 \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t) + j 100 \sin(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t)$$

ora Piegualmente c'è:

$$N_{ip}(t) = \frac{1}{2} [N_i(t) + j N_q(t)] \quad \text{quindi}$$

$$N_i(t) = 800 \sin(\omega_0 t) \cos(2\omega_0 t)$$

$$N_q(t) = -800 \sin(\omega_0 t) \sin(2\omega_0 t)$$

①

#### 4.1.10

Varie Pencolis. Passo Basso nel dominio del Tempo per trovare e disegnare  $S_{bp}(t)$  quando:

$$x_p(t) = A \cos(\omega_0 t) u(t) \quad \text{e} \quad H_{bp}(P) = \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}}$$

Soluzione

$$x_{bp}(t) = A \cos(\omega_0 t) u(t) \quad \Rightarrow \quad X_{bp}(t) = \frac{1}{2} A u(t)$$

$$H_{bp}(P) = \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \rightarrow \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} e^{j\omega_0 t}$$

$$H_{bp}(t) = \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} e^{j\omega_0 t} u(t) \quad \text{TB} = \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} u(t)$$

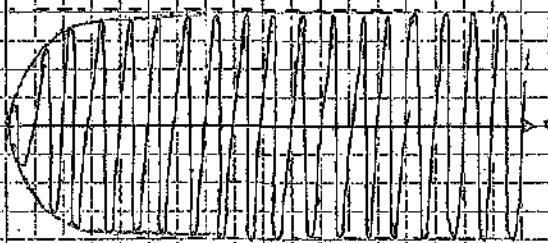
$$S_{bp}(t) = X_{bp}(t) * H_{bp}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_{bp}(t-x) H_{bp}(x) dx = A \left[ \frac{1}{2} \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} u(x) \right] u(t)$$

$$= A \int_0^t \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} dx = \frac{A}{j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \left[ \ln \left( \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \right) \right]_0^t = \frac{A}{j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \left( \ln \left( \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \right) - \ln 1 \right) = \frac{A}{j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \ln \left( \frac{1}{1 + j \frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \right) u(t)$$

ora uso Piegualmente sopra Guida.

$$w_{bp}(t) = 2 \operatorname{Re}[S_{bp}(t) e^{-j\omega_0 t}] = A \left( 1 - e^{-\frac{2(P - P_d)}{\omega_0}} \right) \cos(\omega_0 t)$$

Guida



①

4.2.3.

Se  $x(t) = \cos(2\pi f_m t)$ , trovare  $f_m$  e  $f_c$  per l'uso di un modulatore AM con amm.  $A_c = 10$  e  $\mu = 0,5$ . Prendere per il criterio critico per l'uso DSB.

Svolgimento:

$$x(t) = \cos(2\pi f_m t) \Rightarrow f_m = 100 \text{ Hz}$$
$$= \cos(2\pi \cdot 100t)$$

AM:  $x_c(t) = A_c [1 + \mu((\cos 2\pi f_m t))] \cos \omega_c t$

Supponendo che  $S_{AM} = P_c + 2P_{DSB} = \frac{1}{2}A_c^2 + \frac{1}{2}\mu^2 A_c^2 x^2(t) \approx 50 + 18$

$$S_x = P_m = \frac{1}{T} \int_0^T \cos^2 2\pi f_m t dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1 + \cos 4\pi f_m t}{2} dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi f_m} = \frac{1}{2\pi f_m} = 100$$

$$B_T = 2P_m = 200 \text{ Hz}$$

DSB:  $S_T = \frac{1}{2}A_c^2 S_x = \frac{100}{2} \cdot \frac{1}{2} = 25 \text{ W}$

$$B_T = 2P_m = 200 \text{ Hz}$$

4.2.4.

+ P. degusta le  $x(t) = 1,000 \sin(2\pi f_c t)$  come l'abbiamo visto in DSB. Quale range di frequenze permette l'ottima trasmis. corrente uscita?

$$x(t) = 1,000 \sin(2\pi f_c t) \quad \text{at} f_c = \frac{\pi}{2} \Rightarrow P_i = 1,000^2 \cdot 0,5 \text{ Hz} \quad B_T = 2\pi f_c = 0,5 \text{ Hz}$$

$$\frac{0,01}{P_i} < B_T < 0,1 \Rightarrow 0,01 f_c < B_T < 0,1 f_c \Rightarrow 100 B_T < f_c < 1000 B_T \Rightarrow 5 \text{ Hz} < f_c < 500 \text{ Hz}$$

$\Rightarrow$  Domanda del Prof. M. del Politecnico di Milano, quando sei tornato

L'origine di Banda compatta della frequenza

vedi pag 151

26-10-2006

(23)

Esercizio 4.1.5

$$V_{bp}(P) = \begin{cases} 1 & 1100 \leq P \leq 1200 \\ \frac{1}{2} & 1200 < P \leq 1350 \\ 0 & \text{altrimenti.} \end{cases}$$

$\rightarrow V_{bp}(f)$

1100 1200 1350

2

Zonore:

$$U_{bp}(t), N_i(t), N_g(t) \quad P_c = 1200$$

$$V_{bp}(P) = \Pi \left( \frac{P - 100}{100} \right) \cdot \frac{1}{2} \Pi \left( \frac{P - 150}{150} \right)$$

$$\Pi \left( \frac{P}{B} \right) \xrightarrow{\text{B}} \text{Zonore}(Bt)$$

$$V(P-Bt) \xrightarrow{\text{B}} X(t)e^{-j\omega_B t}$$

$$N_{bp}(t) = 100 \cdot \text{Zonore}(100t) e^{j\omega_B t} + \frac{150 \cdot \text{Zonore}(150t)}{2} e^{j\omega_B t}$$

$$N_{bp}(t) = \frac{1}{2} [N_i(t) - jN_g(t)]$$

$$N_i(t) = 2 \operatorname{Re} \{ N_{bp}(t) \} = 200 \cdot \text{Zonore}(100t) \cos 2\pi 50t + 150 \cdot \text{Zonore}(150t) \cos 2\pi 75t$$

$$N_g(t) = 2 \operatorname{Im} \{ N_{bp}(t) \} = -200 \cdot \text{Zonore}(100t) \sin 2\pi 50t + 150 \cdot \text{Zonore}(150t) \sin 2\pi 75t$$

Esercizio 4.1.10

$$X_{bp}(t) = A u(t) \cos(\omega_B t)$$

$$X_{bp} \quad H_{bp}(P) \quad Y_{bp}$$

$$H_{bp}(P) = \begin{cases} 1 & \text{per } P \geq 0 \\ \frac{1}{2} + j\frac{1}{2} \frac{P-P_c}{B} & \text{per } P < 0 \end{cases}$$

Zonore  $\Rightarrow Y_{bp}(t)$

$$X_{bp}(t) = \frac{1}{2} A u(t)$$

$$H_{bp}(P) \xleftarrow{\frac{d}{dt}} Y_{bp}(t)$$

Ci poniamo da Passa Banda al dominio Passa Basso che poi

verrà sposta nel dominio con Passa Basso.

$$Y_{bp}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_{bp}(\alpha) H_{bp}(t-\alpha) d\alpha$$

$$H_{bp}(P) = \frac{1}{1 + 2j \frac{P}{B}}$$

$$H_{sp}(P) = \frac{1}{1 + j\omega \tau_B} e^{-j\omega \tau_B t} u(t)$$

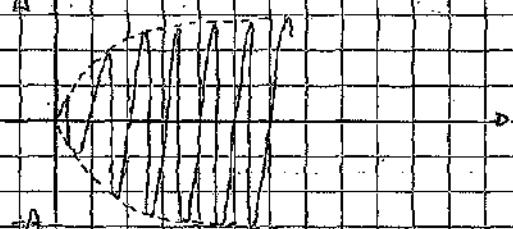
ottenuta ricordando le formule di Laplace

Ora conosciamo  $H_{sp}(t)$  e ci calcoliamo  $y_{sp}(t)$

$$\begin{aligned} y_{sp}(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} X_{sp}(u) H_{sp}(t-u) du = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{1 + j\omega \tau_B} e^{-j\omega \tau_B u} u(t-u) du \\ &= \frac{1}{j\omega \tau_B} \int_0^t e^{-j\omega \tau_B u} u du = \frac{1}{j\omega \tau_B} \cdot e^{-j\omega \tau_B t} \left[ -e^{-j\omega \tau_B u} \right]_0^t = \\ &= \frac{1}{j\omega \tau_B} \left[ -e^{-j\omega \tau_B t} \right] u(t) \end{aligned}$$

No basta il P segnale passo basso, faccio anche il P segnale passo basso.

$$y_{sp}(t) = 2 \operatorname{Re} \left\{ Y_{sp}(t) e^{j\omega t} \right\} = A \left[ 1 + e^{-j\omega \tau_B t} \right] u(t) \cos(\omega t)$$



Esempio 4.2.7

$$x(t) = 3K (\cos 8\pi t + 2 \cos 20\pi t)$$

Modulo di AM con  $\mu = 1$  e  $f_c = 1000$

Trovare K che manda Pmax (P segnale approssimativamente

Dosegnare la spettrum  $X_c(P)$

$Z_{Bb}$  ?  
 $S_f$  mod

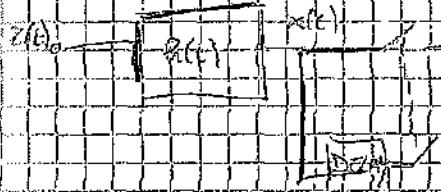
$$X_c(A) = A_c (1 + x(t)) \cos(\omega t)$$

Dobbiamo trovare K che rispetti due vincoli:  $5 \leq 1$

$$x(t) \leq 1 \Rightarrow x(t) = 3K (\cos 8\pi t + 2 \cos 20\pi t) \leq 3K (1+2) = 9K$$

approssimando i P circa reggono quindi  $9K \leq 1 \Rightarrow |K| \leq \frac{1}{9}$

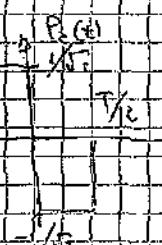
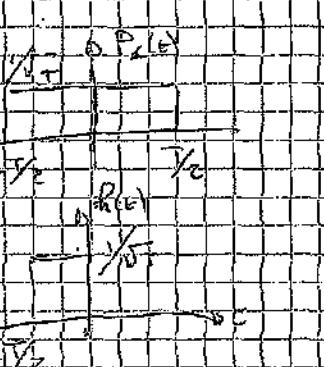
12.2007 → ESE RCI 3



$$Z(t)_0 = S(t) + S_d(t) - \omega(t)$$

$$S(t) = \sum_k b_k P_k(t+kT)$$

$$S_d(t) = \sum_n b_n P_d(t-nT)$$



Zuordnung PSD zu  $S_d(t)$

$$b_i \in \{1, j\}$$

$$G_S(p) = \left( \frac{R}{2} | P_d(p)|^2 + M_b \right) \sum_k |P_d(kT)|^2 S(p-kT)$$

$$m_k = E[b] = 0$$

$$E[b^2] = 1$$

$$P_d(t) = \frac{1}{V_F} \frac{1}{T_F} \left( \frac{t}{T_F} + V_F \right) = \frac{1}{V_F} \frac{1}{T_F} \left( \frac{t}{T_F} - V_F \right) = P_d(t) - P_d(t-T_F)$$

$$P_d(p) = \frac{V_F}{z} \left( \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right) \right) e^{j \pi \frac{pt}{T_F}} = \frac{V_F}{z} \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right) e^{j \pi \frac{pt}{T_F}} = \frac{V_F}{z} \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right) \cdot \frac{e^{j \pi} \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right)}{e^{j \pi}} = \frac{V_F}{z} \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right) \cdot \frac{e^{j \pi} \sin \left( \frac{pt}{T_F} \right)}{e^{j \pi}}$$

$$G_S(p) = |P_d(p)|^2 R$$

## MODULAZIONI ESPOENZIALI (Cap 5)

Iniziamo ora i concetti di modulazione esponenziale, di base si intende la frequenza vibrantea delle modulazioni PM e FM. Con le modulazioni s'intende il variazione del tempo e della frequenza, ora parliamo per la modulazione lineare di queste modulazioni, ovvero a che punto con l'andamento si realizzi un incremento linearmente. Dovremo lavorare con due tipi specifici di modulazione come nel caso delle modulazioni a banda stretta e modulazioni di uno scorrimento.

SEGUICI: FM e PM

Produciamo un esempio una segnale continuo con sviluppo costante in fase vibrante nel tempo:

$$x_c(t) = A \cos [w_0 t + \phi(t)]$$

$$\stackrel{?}{=} \tilde{x}_c(t)$$

è definito come la sua fase vibrante

$$\phi(t) = \phi_0 + \dot{\phi} t$$

$\Rightarrow$  Fase Instantanea PH

$$\tilde{x}_c(t) = 2\pi f_0 t + 2\pi f_0 \int x(t) dt \Rightarrow$$

$$\tilde{x}_c(t) = 2\pi f_0 t + 2\pi f_0 x(t) \Rightarrow$$

Fase Instantanea FM

In generale se definiamo la soglia vibrante come  $\tilde{x}_c(t) = w_0 t + \phi(t)$

quindi possiamo esprimere  $x_c(t)$  come  $x_c(t) = A \cos \phi(t) = A \cos [w_0 t + \phi(t)]$

Se  $\phi(t)$  contiene il messaggio  $x(t)$  allora un processo che può essere chiamato modulazione di frequenza o modulazione di fase (modulazione di frequenza) non avrà un contenuto spettrale (non avrà componenti fuori da  $\tilde{x}_c(t)$  e  $x(t)$ )

Definiamo la differenza fra  $\tilde{x}_c(t)$  e  $x(t)$  nella modulazione in FASE PH come:

$$\phi(t) = \phi_0 x(t) \quad \text{dove } \phi_0 \leq 180^\circ$$

$$x(t) = A \cos [w_0 t + \phi_0 x(t)]$$

dove  $\phi_0$  = indice di modulazione di fase e derivazione di fase

e rappresenta la massima variazione di fase prodotta da  $x(t)$  tenendo conto della condizione di massimalità come  $|x(t)| \leq 1$  è sufficiente l'ammiraglio da  $\phi_0$  nel caso delle AM.

Viene fissata a  $\pm 180^\circ$  in modo da evitare ambiguità di fase.

Osserviamo la doppia curva passante per valori maggiori.



Il principio base  $\phi(t)$  è dato da due termini, un termine iniziale costante  $\phi_0 t$  e il termine incrementale  $\frac{1}{2\pi} \int x(t) dt$ , che è conseguenza della velocità vibrante del fondo sotto forma di frequenza a circa

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \phi(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \int x(t) dt \Rightarrow$$

FREQUENZA  
ISTANTANEA

Nel caso della FM invece la frequenza vibrante sarà

$$P(t) = f_0 + f_s x(t) \quad \text{con } f_s < f_0$$

La ripetizione di trasmissione può già richiedere DIVERGENZA DI FREQUENZA e conseguente spettro sovrapposizioni di  $P(t)$  dalla frequenza della portante. Se il rumore fosse assente da  $P(t)$  sia  $x(t)$  poco più di un solo  $f_s$  la modulazione consentirebbe la realizzazione spettrale del segnale  $x(t)$ .

Saranno due le frequenze chiamate  $f_1$  e  $f_2$

$$P(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\phi(t) = P_1 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\phi(t) \Rightarrow P_1 + P_2 x(t) = P(t)$$

uguagliando i poteri di  $\omega$  si ha:

$$P_2 x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} d\phi(t) \Rightarrow 2\pi P_2 x(t) = d\phi(t)$$

quando la base dello FM è  $\phi(t) = 2\pi P_2 x(t)$  chi integrandi zera come?

$$\phi(t) = 2\pi P_2 \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau + \phi(t_0)$$

Se ora spostiamo  $\phi(t_0) = 0$  possiamo scrivere la soluzione sottraendo di  $\phi(t_0)$  da

$$\phi(t) = 2\pi P_2 \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau$$

allora la quale rappresenta l'espressione per il segnale FM

$$x^{FM}(t) = A_0 \cos [2\pi f_0 t + 2\pi P_2 \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau]$$

Allora facciamo l'ipotesi che il segnale non ha componenti cromatiche cioè quando l'integrale non può divergere quando  $t \rightarrow \infty$ .  
Facciamo un esempio quando produce una modulazione di frequenza pari a  $f_0 K x(t)$ .

Se ora consideriamo le espressioni  $x^{FM}(t)$  e  $x^{PM}(t)$  vediamo se ci sono delle differenze non dovute all'integrazione di  $x(t)$  nella FM.

### FASE ISTANTANEA

PM

$$\phi \propto x(t)$$

FM

$$2\pi f_0 t + \phi(t)$$

### FREQUENZA ISTANTANEA

$$f(t) = f_0 + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$f_0 + P_2 x(t)$$

ora per questa differenza scrivere sarebbe difficile una rete in parallelo di frequenze con modulatore PM e modulatore FM rispettivamente per ottenere una modulazione FM o PM.

Però con considerazioni sulla modulazione PM come la modulazione esponenziale determinata dalla formula:

• La selezione tra messaggi da una modulazione esponenziale di onde radio dello spettro in funzione della frequenza del segnale e decine volte maggiore quando:

$$S_f = \frac{A_f}{A_0}$$

• Il messaggio è dato da una modulazione esponenziale meno e' periodica, quindi il messaggio risiede nei passaggi a zero.

• La modulazione continua. Per questo operare nella frequenza di fondo del messaggio quando la modulazione FM o PM ha ampiezza maggiore di dieci volte.

## BANDA DEI SISTMI FM E PM

Nominalmente la grande sintonia tra FM e PM si può ridurre al massimo  
consentendo una maggiore suddivisione del binomio. Per esempio se consideriamo  
un binomio modulazione di frequenza. La frequenza sintonica  $f_0 = f_p$ . L'intervallo del  
segnale  $x(t)$  d'onda demodulata è proporzionale alla deviazione di frequenza  
 $\Delta f$  e può essere incrementata senza incrementare il binomio sintonia. Si  
può quindi aumentare ulteriormente la sintonia consentita. Si  
può quindi avere una riduzione del binomio consentito senza incrementare il binomio.

Se riteniamo di considerare una sintonia con un binomio di  $\pm 50\text{Hz}$ , allora la  
banda richiesta dal segnale di sintonia di  $100\text{Hz}$ .

Dobbiamo distinguere fra FREQUENZA STABILIZZATA e FREQUENZA SPERATIVA.

Analizziamo ora gli effetti dei segnali attivati con la MODULAZIONE A SPONDE

$$x_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t))$$

Per elementi di spettro dovuti alla trasformata di Fourier, cioè sintonie  $\delta(t)$   
diveinte da  $1/m$  rispetto a quella in quanto  $x_c(t)$  non è lineare.

$$x_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t)) + A_c \sin(\omega_c t + \phi(t))$$

Componente in fase  $x_i$ : Componente in Quadratura  $x_q$

Utilizzando  $\phi(t) \ll 1$  possiamo scrivere così con le serie di Taylor per le componenti  
di sintonia:

$$\cos x = 1 - \frac{x^2}{2} \quad \sin x = x - \frac{x^3}{2}$$

$$x_c(t) \approx A_c \cos(\omega_c t + \phi(t) \text{ perciò } \Rightarrow x_i(t) = A_c \left[ S(P_i P_c) + D(P_i P_c) - \frac{A_c}{2} J_0(P_i P_c) - J_2(P_i P_c) \right])$$

Abbiamo scritto  $x_i(t)$  utilizzando le serie di Taylor per  $\phi(t)$  secondo le relazioni di  
modulazione della trasformata di Fourier.

Si tratta di cosa possiamo scrivere:

$$x_i(t) = \frac{1}{2} A_c e^{-\frac{\omega_c^2 t^2}{2}} = A_c \cos(\omega_c t) + A_c \sin(\omega_c t)$$

$$\phi(t) = \frac{d}{dt} x_i(t) = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} A_c e^{-\frac{\omega_c^2 t^2}{2}} \right) = -A_c \omega_c t \sin(\omega_c t)$$

PM

FM

$$\phi(t) = \frac{d}{dt} x_i(t) = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} A_c X(P) \right) = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} A_c X(P) \right) = \frac{d}{dt} X(P)$$

$$PM \rightarrow \frac{d}{dt} X(P) = FM$$

L'espressione della FM nasce dall'introduzione di sintonia nella modulazione

$$\phi(t) = \frac{d}{dt} X(P)$$

Se consideriamo la trasformata di Fourier si vede che questa sintonia di Taylor  
consente di dividere in due la banda  $X(P)$  del segnale e viceversa  $x_i(t)$  sarà un  
segnale con banda composta da banda  $\omega_c$  additivo.

Tuttavia abbiamo un problema. Tutto quello che consideriamo  $\phi(t) \ll 1$  nel momento in cui  
 $\phi(t)$  ha magnitudine minima sarebbe già fuori banda. I termini  $S$  e  $D$  nelle serie di Taylor e  
questi termini portano ad un allargamento della banda di  $x_i(t)$ .

Oltretutto per evitare che questo avvenga dobbiamo in caso di modulazione di  
frequenza FM o PM a banda stretta (NBFM o NBPM).



100  
KU

## MODULAZIONI DI UN TONO

Supponiamo di modulare tutta l'onda con una modulazione PM o FM del tipo:

$$\begin{aligned} & \text{Amm cosint.} \rightarrow \text{PM} \\ & \text{Amm sinusint.} \rightarrow \text{FM} \quad \text{Poco la Porta diversa. } \beta(t) = \beta \sin(\omega_m t) \end{aligned}$$

Dove si ottiene:

$$\begin{array}{ccc} \beta^2 & \text{Amm} & \text{PM} \\ \text{Amm} & & \text{FM} \\ \text{Porta} & & \end{array}$$

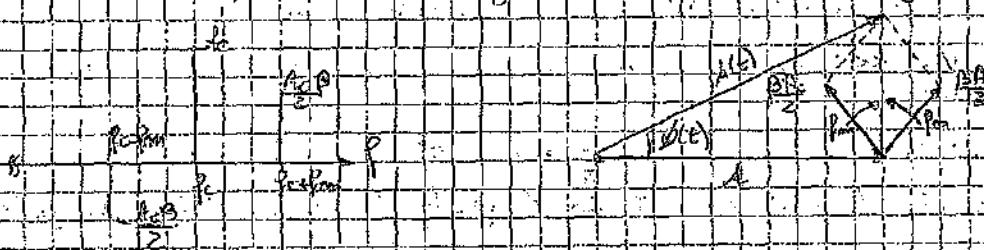
Il fattore  $\beta$  è il indice di modulazione per PM e FM e per tutti i due proporzionali ad Am.

Per la modulazione FM l'indice  $\beta$  è interamente proporzionale alla frequenza  $\omega_m$ . La modulazione a fondo suona in questo caso  $\beta \ll 1$  e quindi l'approssimazione del segnale modulato sarà:

$$x_c(t) = A_0 \cos(\omega t - \phi_0) + A_0 \beta \sin(\omega_m t)$$

$$= A_0 \cos(\omega t - \phi_0) + A_0 \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) + A_0 \beta \cos(\omega_m t) + A_0 \beta \sin(\omega_m t)$$

Si vede che l'onda estremamente e più distinguibile rispetto a ciascuna parte.



Per trovare la reale forma di  $x_c(t)$  come funzione di modulazione e dell'angolo d'elenco della portante è lepida la procedura (fig. 2).

$$x_c(t) = A_0 [\cos(\phi_0) \cos(\omega t) - \sin(\phi_0) \sin(\omega t)]$$

$$= A_0 \cos(\omega t - \phi_0) - A_0 \sin(\phi_0) \cos(\omega t) + A_0 \sin(\phi_0) \sin(\omega t)$$

Allora noi sappiamo che il filo che scrive la reale forma è ortogonale al campo (verso) e verso (verso) sono periodici e quindi possono oscillare. Le curve di Fourier sono  $\phi_0 = \phi_0 + 2\pi n$ . Infatti, se si sottoscrive questa curva si ottiene delle oscillazioni stesse. Peggio naturalmente se  $n \neq 0$ .

$$\cos(\phi_0 \sin(\omega_m t)) = j_0(\beta) + \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \cos(m \omega_m t)$$

$$\sin(\phi_0 \sin(\omega_m t)) = \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \sin(m \omega_m t)$$

Dove  $m \in \mathbb{Z}$  è positivo.

$$J_m(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(m \omega_m t) \cos(\beta \sin(\omega_m t)) dt$$

FUNZIONI DI BESSEL

a ordine "n" e argomento " $\beta$ "

Quindi  $j_0(\beta)$  è la dimensione di Bessel del primo tipo, la dimensione "m" è dimensione "p". A questa spiegazione sostituiscono se sono familiari con i termini più equivalenti di  $\phi_0$ .

$$x_c(t) = A_0 [\cos(\omega t - \phi_0) - j_0(\beta) \cos(m \omega_m t) - \sin(m \omega_m t)]$$

Apprendendo  $P$  prodotto di  $\cos m$  e  $\sin m$  otteniamo

$$x_c(t) = A_0 [\cos(\omega t - \phi_0) - \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \cos(m \omega_m t) \cos(\omega_m t) - \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \sin(m \omega_m t) \sin(\omega_m t)]$$

$$= A_0 [\cos(\omega t - \phi_0) + \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \cos((m+1)\omega_m t) + \cos((m-1)\omega_m t) - \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \cos((m-1)\omega_m t) - \sum_{m \in \mathbb{Z}} 2 J_m(\beta) \cos((m+1)\omega_m t)]$$

In questo siamo arrivati a Kerner:

$$\cos m \cdot \cos n = \frac{1}{2} (\cos(m-n) + \cos(m+n))$$

$$\cos m \cdot \sin n = \frac{1}{2} (\sin(m-n) - \sin(m+n))$$

quindi insomma si ricava il segnale  $X(t)$  come:

$$X(t) = A \operatorname{J}_0(\beta) \cos(\omega t) + \sum_{m=1}^{\infty} [A_m \operatorname{J}_m(\beta) \cos((\omega t + m\pi)) + B_m \operatorname{J}_m(\beta) \sin((\omega t + m\pi))]$$

(con questo ora siamo al secondo termine (buono) ricavando il valore del coefficiente  $A_1$ , perciò si vuole e cominciando segnale zero siamo arrivati allo  $\operatorname{J}_1(\beta)$  perciò siamo dunque  $P_1$  in quanto siamo qui cominciati).

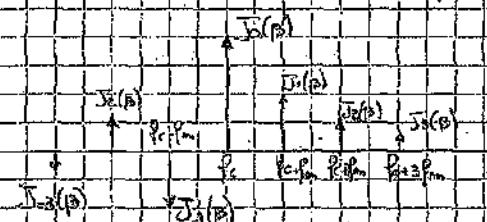
$$X(t) = A \operatorname{J}_0(\beta) \cos(\omega t) + \sum_{m=1}^{\infty} [A_m \operatorname{J}_m(\beta) \cos((\omega t + m\pi)) + B_m \operatorname{J}_m(\beta) \sin((\omega t + m\pi))]$$

$$\rightarrow A(\beta) = (-1)^m \operatorname{J}_m(\beta)$$

$$X(t) = A \sum_{m=0}^{\infty} \operatorname{J}_m(\beta) \cos((\omega t + m\pi))$$

Altremmo quindi considerato un segnale d'onda ad arcoangolo costante  $P_0$  cui corrisponde una corrispondente omotetiale (il braccio modulatore è con un lato).

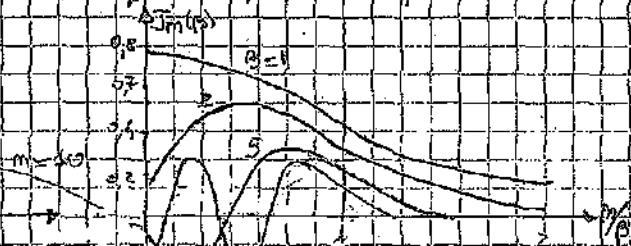
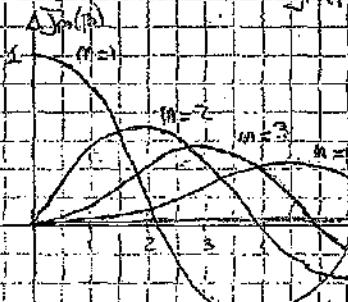
Da queste ultime espressioni si vede che le spette sono composte da una serie di frequenze  $f_0$  di cui corrispondono alle potenze e da un numero infinito di regole polari a frequenze multiple di  $f_0$  ( $f_0, 2f_0, 3f_0, \dots$ ). Le regole della polare interverranno su tutte le frequenze multiple, se quelle cosa traduce chiavi predeterminate (corrispondente di  $P_0$ , inoltre se la polare attiva, ogni effettuale frequenza negativa ( $P_0 - m f_0$ ) deve essere collegata al suo valore positivo  $f_0 + m f_0$ ).



### ARCHITETTURA DI SALVATAGGIO TRASMISSIONE

Per determinare  $P_0$  lunghezza di banda di un segnale  $P_1$  dell'onda trasmessa facendo corso di capri audio si dovrà decomporre  $P_1$  in componenti significative e quindi unire le spette.

Le funzioni di Bessel definiscono l'ampiezza massima delle varie componenti, ma vediamo subito che le  $\operatorname{J}_m(\beta)$  calano rapidamente per  $|m| > 1$  rispetto a  $\operatorname{J}_0(\beta) > 1$ .



Assumendo di usare un  $\beta$  grande, si potrà ragionare di  $\operatorname{J}_m(\beta)$  essendo  $\operatorname{J}_0(\beta)$  significativa quando  $|m| \leq 1$  (ossia  $m=0$  e  $\pm 1$ ) con  $\beta$  finito quando  $P_0$  ha significativi contributi tra  $[f_0 - 3f_0, f_0 + 3f_0]$ .

Quindi  $P_0 = \operatorname{Am} P_1 + \operatorname{Im} P_1$ .

D'altra parte, se supponiamo di usare un indice di modulazione  $\beta$  grande allora tutte le forme della polare polare saranno finite se confrontate con la polare, dato che  $\operatorname{J}_0(\beta) > \operatorname{J}_{m \neq 0}(\beta)$  quando  $\beta > 1$ .

D'altra parte si vede dunque  $P_0$  sarà del tutto ordinata in tutte i poteri di  $\beta$  finiti, cioè avremo solo  $P_0$  portante quindi non ci sarà più modulazione ( $\operatorname{J}_0(\beta), \operatorname{J}_1(\beta)$ ).

Quindi per i poteri  $P_0$  la banda significativa è costituita in

$$P_0 - 3f_0 \text{ e } P_0 + 3f_0$$

Per definire quantitativamente quando essa detta spaccata definisce come significativa tutte le forme periodiche di somma composta rettangolare.

$$J_m(\beta) > E \Rightarrow \text{AMPIZZADA ARMONICHE OLTRE SIGNIFICATIVE}$$

dove  $E$  è un valore temporale tra  $0 < E \leq 1$ .

Allora se  $J_m(\beta) > E$  e  $J_n(\beta) < E$  si dice che in senso di tipo statistico significa che è quando la Periodica di Periodo più corta dà circa come

$$B = 2 M(\beta) f_m \quad \text{con } H(\beta) \geq 1$$

Il criterio  $H(\beta) \geq 1$  è necessario per imporre  $B \geq f_m$ . L'averlo qui esposto fa riferimento alle forme composte, altrimenti a volte il  $P_m$  potrebbe

Questo limite di  $B$  non indica la Perioda necessaria alla rappresentazione, ma la Cortezza minima richiesta per trasmettere un'informazione determinata composta e frequenza.

Per ottenere  $B$  contro la Perioda necessaria alla trasmissione dell'informazione si calcola la  $H(\beta)$  minima. Per questa di Perioda minima si ha  $H(\beta) \approx 1$ , mentre  $f_m \leq V$ . Per questo si ha approssimazione

$$H(\beta) \approx \beta + 2$$

Se cioè  $f_m \approx V$  per  $E=0$  e  $E=1$  per  $B \geq 2$ .

Tornando quindi alla operazione di  $\hat{P}_m$  nell'espressione della Perioda minima:

$$B = 2 M(\beta) f_m = 2 (\beta + 2) f_m = 2 (A_m \beta + 2) f_m = 2 A_m \beta + 2 f_m$$

Ricordando che  $P_m$  è un fattore tipo del periodo Periodo, per ciascuna di queste è il minimo periodo richiesto di Perioda, mentre il caso peggiore è il caso del Periodo  $A_m = 1$  e  $f_m = V$ .

Saranno quindi nel caso peggiore due casi Periodo

$$B \approx 2 (P_m + 2V) \quad \text{se } \beta > 2$$

Se consideriamo il fenomeno periodico  $P_m$  l'indice di modulazione  $\beta = f_m/V$  si moltiplica con il termine di cui sopra, mentre  $P_m$  non è il minimo periodo Periodo. Per modulazione frequenza modulante come Periodo minima si ha  $P_m = P_m$ .

Ora se si considera di Periodare una sua sorgente è calcolato il rapporto principale "frequenza" quando si coglie la corteza Periodica di Perioda  $V$  e si calcola la corteza minima di modulazione  $\beta(\beta) \leq 1$ , trovando il minimo Periodo Perioda minima consentito da Perioda minima delle modulazioni di un solo oscillatore che ogni componente di  $x(t)$  del campo e frequenza minima richiede sarà  $B = \min(P_m, \beta V)$ . Però Perioda minima  $(B)$  è Periodica per l'intervallo  $V$  della  $\beta$  ( $P_m$  è approssimazione nella modulazione estremale non è approssimazione (non è un minimo Periodo)).

Comunque si ragiona così la modulazione di una sorgente conseguibile modulazione e definiamo il rapporto di modulazione

$$D = \frac{P_m}{P} \quad \text{Rapporto di Modulazione}$$

Che significa che si ragiona la durata di Perioda di Perioda minima modulante modulante e non è altro che l'indice di modulazione del caso Periodo.

$$B = 2 M(\beta) V$$

Dove  $D$  viene indicata come  $\beta$  per ciascuno  $M(\beta)$ . La Perioda Perioda comunque approssimata secondo la approssimazione data dalla REGOLA di CARSON



REGOLA CARSON

La seconda relazione le dà un'altra  $\beta$  per la maggior parte dei modulatori FM usati un'altra  $2 < D < 10$  quindi quando la frequenza modulazione è dimensionata ad esempio rispetto alla frequenza della Perioda.

Si raccomanda di conoscere come sia essere usata per determinare la banda a 3dB del filtri FM.

La Regola di Carson permette di sapere  $B_f$  per quale approssimazione si ha:

L'approssimazione della banda limitata.

Trascurando  $\beta$  e l'effetto di derivazione di un filtri FM si considera la modulazione di tensione di fase totale. Si considera che cosa meglio.

Se trascuriamo l'effetto di derivazione del filtri FM si ha che approssimazione

modulazione di fase se solo tensione  $D \cos(\omega_m t)$  la modulazione di fase da

l'effettuato  $B_f$  di conseguenza la larghezza di banda di linea trasmissione FM si

un generico segnale sarà di almeno  $W$ .

$$B_f = 2H(\beta)W \quad H(\beta) \geq 1$$

o



Regola di CARSON per FM

con l'approssimazione equivalente della Regola di CARSON

Queste espressioni di larghezza di banda FM in quanto  $\beta$  è anche esponente di  $H$

### ESERCIZIO 5.2.1.

Le stazioni commerciali FM negli USA sono limitate all'una frequenza di trasmissione. La massima di 75 KHz e da una frequenza modulatorio di 15 KHz mentre la banda di lavoro da 30 KHz a 15 KHz.

Se consideriamo  $W = 15\text{ KHz}$ ,  $D = \frac{\beta}{W} = \frac{75}{15} = 5$  e quindi secondo la regola di Carson  $B_f$  sarà:

$$B_f = 2(D+2)W = 2(5+2)15 = 210\text{ KHz}$$

Se trascuriamo  $\beta$  si ha questa formula una banda di 200 KHz quindi la più approssimazione della Regola di Carson sarebbe solleimata la banda necessaria per circa una banda  $B_f = 180\text{ KHz}$ .

Se poi scelgono con l'approssimazione delle modulazioni di una form con  $N_m = 1$  e  $f_m = 15\text{ KHz}$  allora  $B_f = 15$  quindi  $H(\beta) \approx \beta + 2 = 7$ , facendo la prima equazione  $B_f = 2H(\beta)W = 2 \cdot 7 \cdot 15\text{ KHz} = 210\text{ KHz}$ .

Una forma di poter approssimare modulando con uno grande indice di modulazione ( $\beta = 25$ ) ma preferendo un grado minore di corrente comune, graficamente  $(X(\beta) = \beta + 2 = 27)$  ma avere una larghezza di banda inferiore  $B_f = 2H(\beta)W = 2 \cdot 27 \cdot 15 = 162\text{ KHz}$ .

## DISTORSIONI LINEARI

ba-10-2008

Analizziamo ora le distorsioni di memoria generate su un segnale PFM o PIF quando questo passa attraverso una rete lineare.

$$x(t) \rightarrow (\cdot) \rightarrow y(t)$$

Se delle tre spettacoli un segnale modulato con frequenza portante ( $P_f$  o  $F_f$ ) che viene fatto fluire attraverso un circuito non lineare ha trasformato  $H(p)$ .

$x(t)$  = Segnale Passo Base.

La caratteristica nonlineare del segnale PFM o PIF ( $x(t)$ ) ha permesso di avere semplicemente la seguente Passo Base.

$$X_p(t) = A e^{j\phi(t)} \quad \text{dove } \phi(t) \text{ contiene l'informazione}$$

Il cui spettacolo equivale alla sua frequenza vera.

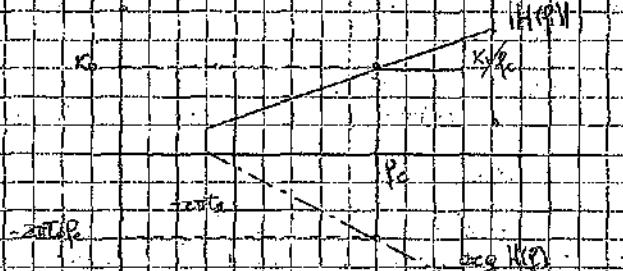
$$Y_p(p) = H_p(p) X_p(p) = H(p+p_f) u(p+p_f) X_p(p)$$

A questo punto la trasformazione da passo base a passo portante è data da:

$$y(t) = 2 \operatorname{Re} [Y_p(t)] e^{j\omega t}$$

Questa operazione sembra semplice ma in realtà calcolare  $X_p(p) = \int x(t) e^{-jpt} dt$  e  $\int x(t) e^{-jpt} dt$  sono molti problemi che richiedono tecniche numeriche e metodi iterativi di calcolo se si vuole essere precisi.

Uno dei fatti che in cui le ultime due equazioni danno soluzioni in forma chiusa è quello con funzione di trasformazione in tempo reale.



Il quadro è fatto a  $K_0$ . La frequenza  $p_f$  è data dalla somma dei coefficienti analogici  $K_p$  ed è questa somma che corrisponde alla retta  $y(t)$  della pulsazione nel tempo.

L'equazione passa base di  $H(p)$  è:

$$Y_p(p) = H(p+p_f) u(p+p_f) = (K_0 + K_1 p) e^{-j\omega t_0 + jpt_f}$$

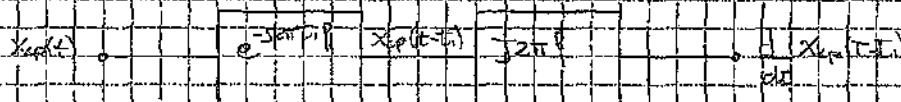
e la sua passo base di  $Y(p)$  sarà:

$$Y_p(t) = X_p(p) H_p(p) = K_0 e^{\frac{-j\omega t_0}{p}} \left[ \frac{1}{p} X_p(p) e^{\frac{j\omega t_0}{p}} + \frac{1}{p} \int_{t_0}^t X_p(p') e^{\frac{j\omega t_0}{p'}} dp' \right]$$

che secondo la proprietà del principio fondamentale della calcolazione della Trasformata di Fourier si avrà il passo base come funzione del tempo.

$$Y_p(t) = K_0 e^{\frac{-j\omega t_0}{p}} X_p(t-t_0) + K_1 e^{\frac{j\omega t_0}{p}} \left( \int_{t_0}^t X_p(t-t') dt' \right)$$

Il termine  $(\int_{t_0}^t X_p(t-t') dt')$  viene prodotto da un blocco retrodotato e da un integratore.



vediamo che  $X_{sp}(t) = \frac{1}{2} Re\left[e^{j\phi(t)}\right]$  possiamo scrivere  $X_{sp}(t-t_0)$  come

$$\frac{d}{dt} X_{sp}(t-t_0) = \frac{d}{dt} \frac{1}{2} Re\left[e^{j\phi(t-t_0)}\right] = \frac{1}{2} Re\left[je^{j\phi(t-t_0)}\right] = jX_{sp}(t-t_0).$$

Ripetendo il motivo con David Pomarolli vediamo che l'equazione differenziale è

$$\begin{aligned} \ddot{X}_{sp}(t) &= 2Re\left\{je^{j\phi(t)}\right\} = 2Re\left\{K_0 A_0 e^{j\phi(t-t_0)} j \sin(\phi(t-t_0)) K_1 + A_0 d e^{j\phi(t-t_0)} j \cos(\phi(t-t_0))\right\} \\ &= \cos(\phi) + j \sin(\phi) = 2Re\left\{e^{\pm j\phi}\right\} = \cos(\phi) \end{aligned}$$

$$Y_{sp}(t) = A_0 K_0 \cos[\omega_p(t-t_0) + \phi(t-t_0)], \quad K_1 \frac{d\phi(t-t_0)}{dt} \cos[2\omega_p(t-t_0)] \phi(t-t_0) =$$

$$A_0 [K_0 + K_1 \frac{d\phi(t-t_0)}{dt} \cos[2\omega_p(t-t_0)] \phi(t-t_0)].$$

Vediamo che abbiamo allora una segnale con ampiezza variabile. Nei cori di ingresso ha un segnale FM diverso con

$$\dot{\phi}(t) = 2\pi f_a X(t) \rightarrow \dot{x}(t) = 2\pi f_a X(t) \frac{dx}{dt}$$

ultimo passo

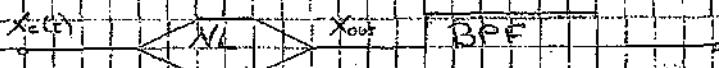
$$\frac{d}{dt} \left[ A_0 [K_0 + K_1 \frac{d\phi(t-t_0)}{dt} \cos[2\omega_p(t-t_0)] \phi(t-t_0)] \right] = A_0 \left[ K_0 \frac{d\phi}{dt} \cos[2\omega_p(t-t_0)] \right]$$

da cui uscita di fase si è convertito in variazione di ampiezza.

Quindi abbiamo visto che facendo passare un segnale FM attraverso un sistema con resezione da base e di connessione lineare, questo riceve una distorsione di ampiezza del segnale stesso. Questo procedimento è chiamato di FM to AM conversion.

## Distorsioni Non Lineari e L'Intermodulazione

La distorsione di non linearità di un segnale FM produce convezione FM to BM. Ossia diminuisce la modulazione di ampiezza quando può essere eliminata attraverso una applicazione complementare controllata da un filtreggio.



Per una analisi generale consideriamo

$$X(t) = A(t) \cos(\Omega_c t) \quad \text{con} \quad \Omega_c(t) = \omega_0 t + \phi(t)$$

Aumentando la frequenza libera libera sia senza memoria non lineare che l'indirizzo il livello massimo di ampiezza di trasferimento di temperatura non lineare.  $X_{out} = T[X(t)]$  assumendo per semplicità  $T[\phi] = 0$ .

Notiamo che non è necessariamente un segnale FM prodotto nel P. Trasmettore. Lo spettro non riduce corrispondentemente al suo periodo  $2\pi/\omega_0$ . Secondo l'analisi e senza obbligazioni, ogni vettore del P. si muove lungo una linea di segnale  $X_{out}$  e quindi può essere scritto in serie di Fourier.

$$X_{out}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} 2A_m \cos(m\Omega_c t + \phi_m)$$

$$\text{dove} \quad A_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_0}^{\pi/\omega_0} X(t) e^{-j m \Omega_c t} dt$$

La dinamica di  $\Omega_c(t)$  è esplicita qui, come  $X_{out}$  dipende da  $t$  fornito da corrispondente temporale di  $\phi$ . Assumiamo anche istantanea all'equazione dei due di Taylor:  $X = X_0 + T_X \cdot t \omega_0 + T_X^2 \cdot t^2 \omega_0^2$  considerando

$$X(t) = A(t) \cos(\Omega_c t)$$

$$\cos^m \Omega_c = \sum_{n=0}^m C_m(n) \cos^n(\Omega_c t)$$

Allora

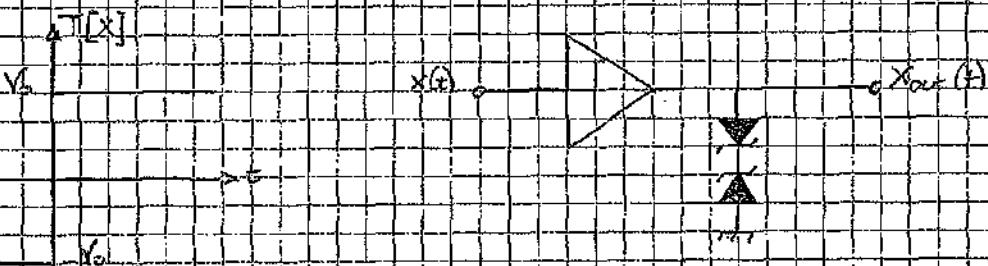
$$X_{out}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} 2A_m \cos(m\omega_0 t + m\phi(t))$$

L'espressione mostra come la distorsione non lineare produca componenti FM addizionali con variazioni ridotte e modulazione di fase  $\phi(t)$ .

Sai queste circostanze non sono buoni segnali perché il dominio della frequenza si sposta. P. segnale in conseguenza deve essere recuperato con un filtro passa-basso.

Portiamo a mente che in un segnale FM grande di una certa ampiezza gli effetti di distorsione non lineare sono minimi.

Per ragionare recuperare P. segnale FM occorre cercare condizioni di distorsione. Queste condizioni possono essere sufficienti grazie ad un HARD LIMITER o clipper anche la seguente funzione di condensatore:



da funzione di hard limiter qui deve essere indicata come

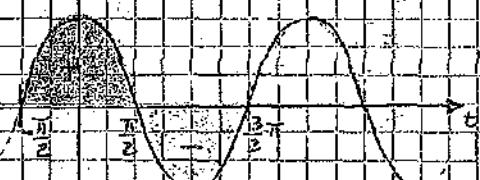
$$T[X] = V_b \operatorname{sgn}(x) \quad X_{out}(t) = \begin{cases} +V_b & \text{se } X_c > 0 \\ -V_b & \text{se } X_c < 0 \end{cases}$$

coefficienti. Alm seconda parte quindi

$$a_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y_0 \operatorname{segm}(x_0(t)) e^{-jmt} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} N_0 \operatorname{segm}(A(t) \cos(\omega t)) e^{-jmt} dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y_0 e^{-jmt} d\theta - \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y_0 e^{-jmt} d\theta$$

$$= \frac{Y_0}{2\pi} e^{-j\frac{m\pi}{2}} - \frac{Y_0}{2\pi} e^{j\frac{m\pi}{2}}$$



Nel caso i coefficienti trovati sono:

$$\frac{Y_0}{2\pi} \frac{2 + 2}{m} = \frac{2Y_0}{\pi m} \text{ se } m = 1, 5, 9, \dots$$

$$a_m = \frac{2Y_0}{\pi m} \text{ del } m = 3, 7, 11, \dots$$

$$= 0 \text{ se } m = 2, 4, 6$$

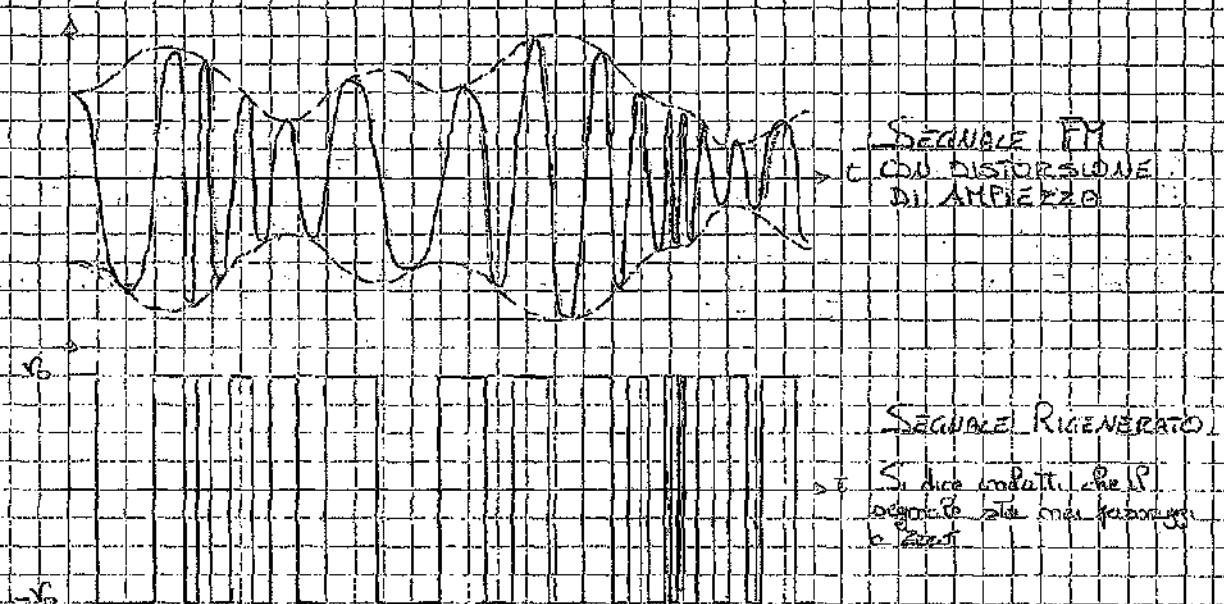
ritrazi sostituendo i valori tra parentesi che non sono divisorio di  $\pi$  - 2 zero ( $m \neq 0$ ) risulta un dovere di Eulero.

$$Y_0(t) = Y_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \frac{4Y_0}{\pi} \cos(3\omega_0 t + 3\phi_0)$$

Il filtro BPF è frequenza di cui entrambi le due componenti ci interessano.

$$Y_0(t) = \frac{4Y_0}{\pi} \cos(3\omega_0 t + 3\phi_0)$$

Vediamo ora graficamente come viene ripristinato il segnale originario FM.



## MODULATORI FT

Concettualmente, il modulatoro è il circuito non lineare che ha un'uscita (CO) (Collega controllato da tensione) la quale ha una dinamica propria. Per esempio, se la tensione di controllo è applicata.

E' possibile considerare un circuito funzionale comprendente un modulatore lineare, come parte di un circuito AC rispondente allo stesso.

Se la capacità equivalente dipende dal tempo, si dice che il circuito è temporale.

$$C(t) = C_0 + C_x(t)$$

e  $C_x(t)$  è la capacità variabile. Risulta, allora, che l'oscillatore produce un segnale:

$$X(t) = A_0 \cos \Phi_0(t)$$

$$\frac{d}{dt} = \frac{1}{Zt\sqrt{L_0 + C_x(t)}}$$

$$\frac{d}{dt} = \frac{1}{Zt} = \frac{1}{Z}$$

$$\sqrt{L_0 + C_x(t)} = \sqrt{\frac{L_0(1 + C_x(t))}{C_0}}$$

L'oscillazione ha  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$

e ammira la capacità  $C_x(t)$  ha oscillazioni approssimativamente in serie di Taylor, cioè:

$$\frac{1}{1+y} = (1-y)^{-1} \approx 1 - y + \frac{y^2}{2} + o(y^2) \text{ quindi}$$

$$f_t = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0}} \left( 1 + C_x(t) \right)^{-1/2} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0}} \left( 1 + \frac{C_x(t)}{Zt} \right)^{-1/2} = f_0 \cdot P(x(t))$$

$$P(x) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{x}{2} \right)^{-1/2}$$

$$x(t) = C_x(t) / Zt$$

Quindi, se ci sono variazioni nel punto di lavoro, il frequenzatore è modulato. E' uno circuito inserito in un circuito per linearizzatore (esempio, un regolatore automatico), e questo coniugata alla linearizzazione. C'è un'onda di frequenza componibile del controllo di demodulazione.

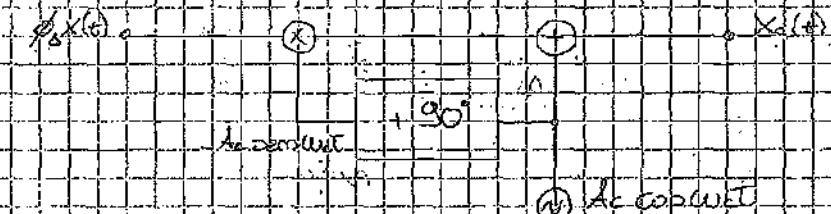
E' molto utile ad uscire dalla linea di tensione del diodo, e quindi di soggetto a variazioni con la temperatura, riducendo

## Monostabile PH

(15)

Nonostante usiamo ancora come la modulazione PH, questa attiva la modulazione in questo modo:

1. è implementato come un multivibratore
2. di polso e pertanto produce una sequenza a frequenza stabile come qui esiste un oscillatore controllato da cristalli
3. Integrando il segnale in ingresso al modulatore PH produce un segnale con segnale FM.



Questo schema realizza una modulazione di fase su banda stretta decritta dall'equazione seguente:

$$X(t) = A_0 \cos(\omega t + g_s x(t)) = A_0 \cos(\omega t) \cos(g_s x(t)) - A_0 \sin(\omega t) \sin(g_s x(t))$$

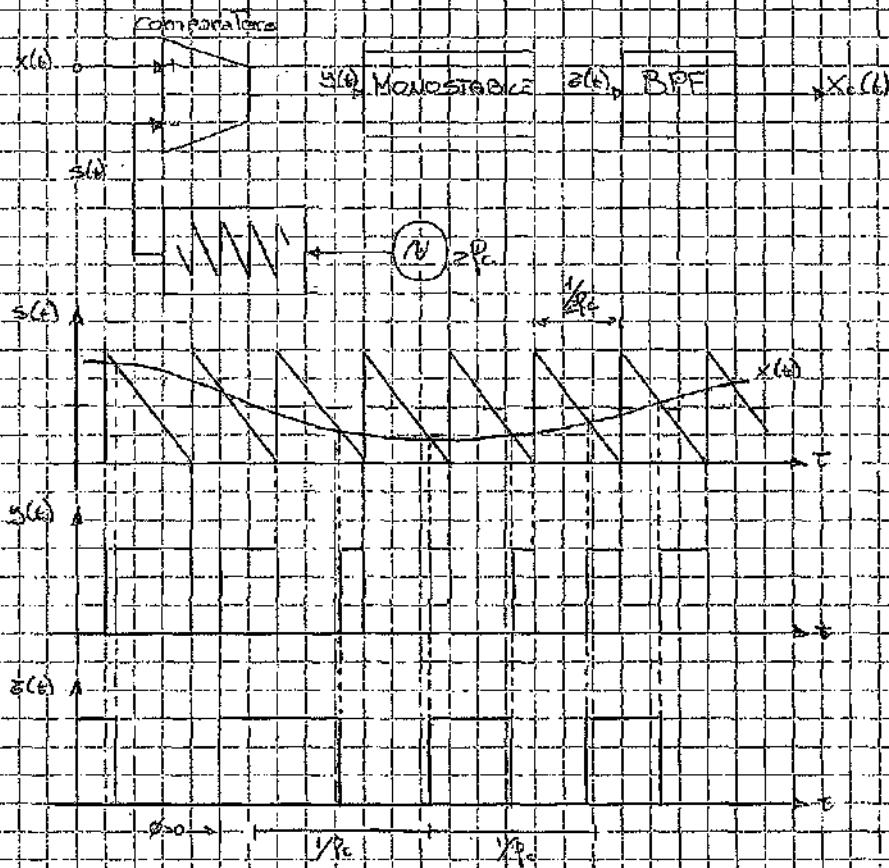
Si applica approssimando solo la conduzione  $|g_s x(t)| \ll 1$

$$X(t) \approx A_0 \cos(\omega t) - A_0 \sin(\omega t) \sin(g_s x(t))$$

A questo punto si deduce che se mettiamo una integrazione all'ingresso alternativo in uscita non regge il segnale FM.

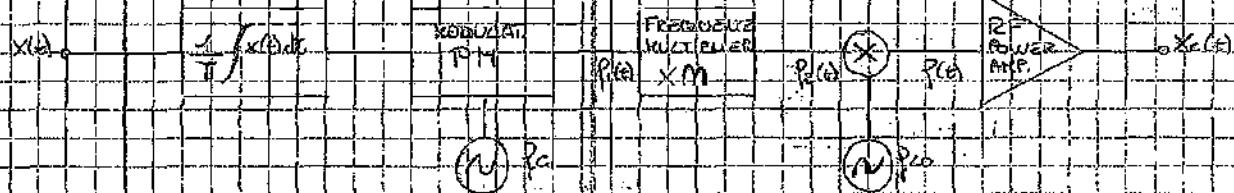
## Modulazione Sintetica

Euro circuito polare di fase di sequenze rettificate da uscire integrato (Precedentemente aveva come punto una deviazione di fase minima di  $50^\circ$ )



Nell'immagine si rappresenta la struttura di un modulatore FM. Si vede il segnale d'ingresso  $x(t)$  che viene sommato al segnale d'ingresso del regolatore di frequenza  $f_m(t)$ . Il risultato viene sommato al segnale d'ingresso del regolatore di ampiezza  $A_m(t)$ . Il tutto produce quindi un'onda modulata in frequenza  $P_m(t)$  che viene inviata all'amplificatore  $X(t)$ .

Consideriamo ora una modulazione FM come elemento di un modulatore PAM con un'onda portante in ampiezza modulata come forma di modulazione FM a periodo finito. Si ha:



Modulazione FM a banda stretta.

$$P(t) = P_0 + g_0 x(t) = P_0 + P_0 x(t)$$

dove  $T$  è la costante di proporzionalità dell'oscillatore  
e la densità di frequenza in modo equivalente.

$\dot{x}(t)$  è la variazione percentuale di frequenza rispetto alla frequenza di riferimento.

$$P(t) = m P_0(t) = m P_0 + m P_0 \dot{x}(t)$$

## RICEZIONE DI SEGNALI

I ricevitori di frequenze modulate, anche DISCRIMINATORI, producono un segnale d'onda col più elevato Pienamento con la frequenza istantanea dell'ingresso. Ci sono diversi circuiti per questo tipo di ricezione, di questi tre saranno i più seguenti: AMPLIFICAZIONE DI FREQUENZA.

1. FM TO AM conversione
2. Phase Shifter discrimination
3. Zero Crossings detection
4. Derivative in Frequency

A) Un circuito di discriminazione che produce la conversione FM TO AM e a questo succede il circuito di discriminazione di frequenza. Permettiamo ad esempio un segnale:

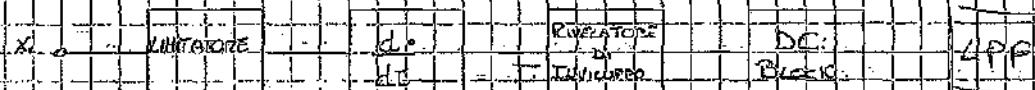
$$x(t) = A \cos(\Omega_c t + \phi) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \Delta\phi)$$

P) derivatore esegue la conversione di discriminazione.

$$\frac{dx(t)}{dt} = 2\pi f_p + \omega x(t)$$

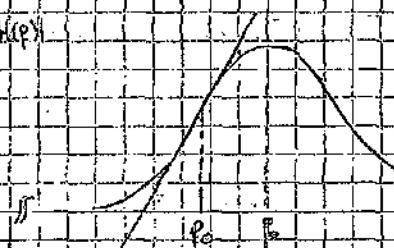
$$\frac{d\phi(t)}{dt} = 2\pi f_p + \omega x(t) = A \cdot 2\pi f_p + \omega x(t) \text{ zero } \phi(t)$$

Allora su tutto si vede che il segnale è modulato, come se dal segnale FM.



TP) Ora si vede la prima discriminazione spettro delle variazioni di ampiezza di  $x_d(t)$ . Il secondo derivatore esegue la conversione da FM a AM e deve essere del tipo:

$$\frac{d^2}{dt^2} x_d(t) \rightarrow \text{funzione con risposta in frequenza}$$

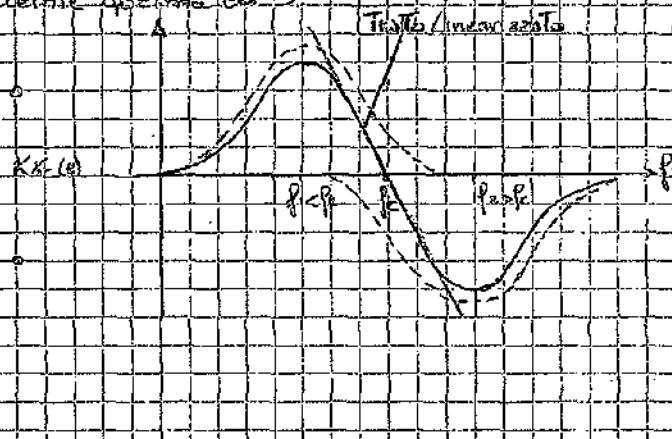
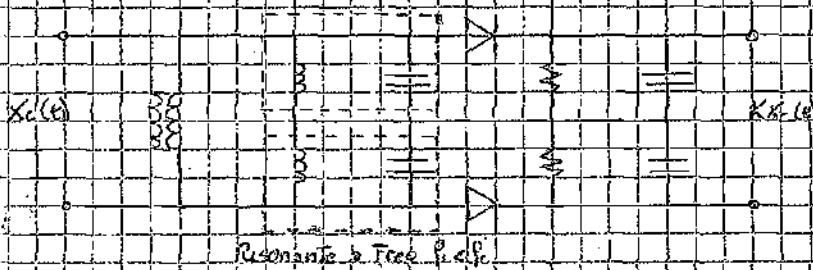


La risposta di lavorare nel blocco telefonico avendo nelle gomme di frequenze in cui si attiva la discriminazione del piacere.

Per l'intercettazione stessa eseguita dal DISCRIMINATORE BALANCIATO. Esso è composto da due circuiti risonanti, uno inviato dalla frequenza  $f_c$  e l'altro dalla  $f_c + \Delta f$ , la differenza tra le due frequenze è detta  $\Delta f$ . La corrispondenza in frequenza si vede nel seguente diagramma del S.

Risposta =  $F_{\text{sp}} \cdot F_{\text{pp}}$

Tutto linearmente



Con questo circuito sono invece i P. D. Block non uscita. Con questa stessa discriminazione dai due circuiti rispondenti vengono eliminati gli offset di ricezione, ma le performance a bassa frequenza.

### Ricevitore a SHIFT DI FASE (Phase Shift Discriminator)

Questo ricevitore utilizza una di scelta con rapporto di fase lineare con controllo con le risposte in Ammetta Lineare delle frequenze di invio.

Il principio fondamentale di questo sistema è l'autoconoscenza delle differentiazioni temporali.

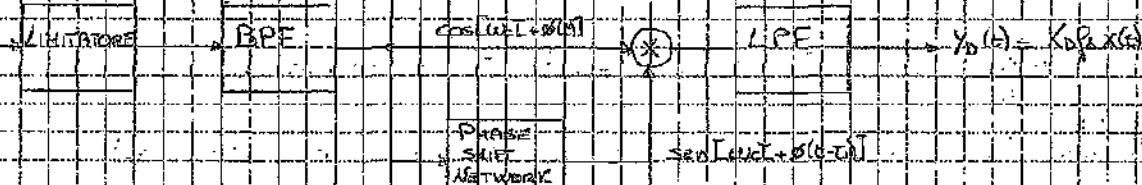
$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\phi(t) - \phi(t-T)}{t - (t-T)} = \frac{\phi(t) - \phi(t-T)}{T}$$

considerando che  $T_0$  è uguale al periodo di generazione della sorgente di  $\phi(t)$ .

Ricordiamo anche che  $T_0 = T$ .

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{\phi(t) - \phi(t-T)}{T} \Rightarrow \phi(t) - \phi(t-T) = T \frac{d\phi(t)}{dt} = T K_p x(t)$$

Il termine ridotto  $\phi(t-T)$  può essere eliminato con una linea temporale opure con una rete equivalente con un filtro.



In questo caso la rete temporale introduce un ritardo di  $90^\circ$  alla sorgente e un ritardo di gradi di resezione pari a  $T_0$  (quindi  $\pi/2 = 90^\circ$ ).

Il segnale uscito dalla rete generatore è  $\cos[w(t) - \phi(t-T)] = \sin[w(t) + \phi(t-T)]$  messo in relazione con il segnale ricevuto  $\cos[w(t) + \phi(t)]$  è ridotto con un filtro passa basso di da:

$$\sin(wt + \phi(t-T)) \approx \phi(t) - \phi(t-T)$$

questo è possibile discriminare  $T_0$  sufficientemente facendo in modo che risulta

$$|\phi(t) - \phi(t-T)| < T$$
 quando:

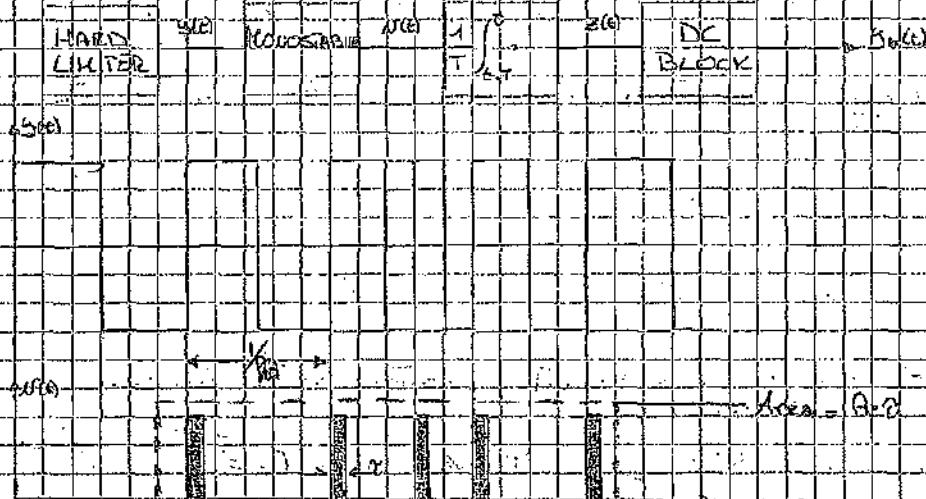
$$g_0(t) \approx K_p x(t)$$

Nave. E' condizione di discriminazione  $K_p$  escludendo cioè  $T_0$ .

Il ricevitore a Shift di fase chiamato anche Ricevitore in Quadratura. Si tratta di una maggiore precisione rispetto al ricevitore Bimodale visto prima, e per questo il ricevitore in quadratura viene spesso utilizzato nei ricevitori ad alta qualità.

## Zero Crossing Detector

(3)



Dove si trova il segnale? È un mix tra la tensione generata dalla sorgente di corrente continua  $A$  e la tensione di c.c. di delta.

Se si considerano su cosa "telegrafia" informazioni di durata i del segnale  $V(t)$

$$V \ll V_{DC} R_C$$

reduzione di  $P$ . È uguale del massimale e con tempo di occupazione circa periodo quattro volte  $T_P(t)$ .

Quindi si trova  $P = T_P(t) / 4T$  (risultato analogo al tempo  $t$  col solo che integrazione sull'intervallo continuo  $[t, t+T]$ )

$$\frac{1}{4} P_{(dc)} = \frac{1}{4} P_{(t)} \cdot \frac{A \cdot T}{T} \approx A \cdot T \cdot P_{(t)}$$

Se dunque dopo  $P$  DC Block  $P_{(t)} = K_P P_{(t)}$

Se  $T$  è troppo grande bisogna ricavare come di  $P(t)$ , se invece è troppo piccolo bisogna uscire dalla linea continua uscita da non comune impulsi.

Il Zero Crossing Detector commerciale uomo permette di ricevere una sorgente di 0,1 a 1000000 Hz (frequenza compresa fra 1 Hz e 10 MHz) ma una sorgente di frequenza (dura  $t_0$ ) passa dopo il Nord America escente  $P$  all'alto punto ed uno range di 1000 Hz.

## INTERFERENZA

Un'interferenza consiste nella sommazione costruttiva di un'onda come da parte di un'altra ognuna delle quali avendo quando un'onda riceve due o più segnali nella stessa banda di frequenze.

Ora studieremo il caso di un'interferenza sincrona dove le due onde sono modulate.

### INTERFERENZA SINUSOIDALE

Tx      Colonna      Rx

Sappiamo che l'onda ha una struttura sinusoidale. Le frequenze di ricezione sono uguali (del Tx).

$$x_{\text{Tx}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) + A_1 \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t + \phi_1) = R_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

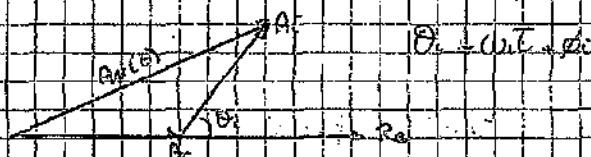
Le sommozioni tra loro sono:

$$x_{\text{Rx}}(t) = R_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) + x_{\text{int}}(t)$$

Introducendo i termini:

$$\begin{aligned} R_0 &= A_0 \\ A_1 &= A_1 \cos(\Delta\omega t) = (\omega_0 + \Delta\omega)^2 / \omega_0^2 \cdot A_0 \sin(\omega_0 t) = A_0 / (1 + 2\Delta\omega/\omega_0)^2 (1 + \Delta\omega^2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x_{\text{int}}(t) &= \text{ordine } A_1 \sin(\Delta\omega t) = \text{ordine } B \sin(\Delta\omega t) \\ B &= A_1 \cos(\Delta\omega t) = Y_1 \sin(\Delta\omega t) \end{aligned}$$



Queste entità sono circa come l'interferenza produce una somma di ampiezza e di fase, ma non consideriamo  $S_{\text{ext}}$ .

$$(1 + x^2)^{1/2} \approx 1 + x/2 \Rightarrow R_0(t) \approx A_0 (1 + B \cos(\Delta\omega t))$$

$$\text{ordine } X \approx B \cos(\Delta\omega t + \phi_1)$$

Se consideriamo un'onda modulata pure  $R_0$  con  $A = S$  b. col suo modulo superiore  $F_R$  e  $F_M$  con  $B = S$

l'IP della calcolata, se  $S > 1$

$$R_0(t) \approx A_0 [1 + S \cos(\omega_0 t + \phi_0)]$$

$$\phi_1(t) \approx \omega_0 t + \phi_1$$

L'onda pura riceve come modulazione di una forma, non la formazione viene appena alla frequenza  $\omega_0 + \Delta\omega$  una somma di.

Ora vediamo cosa succede quando il segnale  $x_{\text{int}}(t)$  riceve ricevuta da un'antenna ideale  $A_M$ ,  $F_R$ ,  $F_M$ .

Vediamo ora il caso di un'interferenza debole ( $S < 1$ )

$$(K_0 (1 + B \cos(\omega_0 t)))$$

$$A_M$$

$$Y_0(t) = K_0 \sin(\omega_0 t)$$

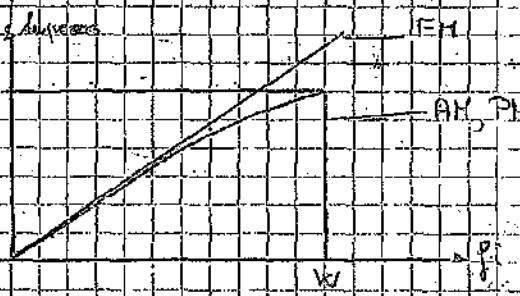
$$F_R$$

$$(K_0 S P \cos(\omega_0 t))$$

$$F_M$$

Se  $P_{\text{mod}} < 10$ , dunque modo, il filtro RPF non uscirà di demodulazione  
e si avrà una corrente d'uscita  $I_{\text{RPF}} \propto P_{\text{mod}}$ .  
Il termine costante della ARI verrà sommato al P demodulatore discrime di un  
cavetto di BPSK.  
Per la modulazione SSB e DSB i risultati ottenuti sono le stesse.  
 $\phi = 0$ . Il filtre multi-pulsativo P mette Filtrazione delle deviazioni di frequenza  
notamente  $f_{\text{dev}} = f_{\text{cav}} / 2$ .

Questi sono stati raggiunti se le perturbazioni nella modulazione rimanessero  
di PFM produttive uscite spazio, ma uscite formi spazio compresa fra quelle di  $\pm 3$   
e indipendenti da  $f_{\text{cav}}$ , ma l'ampiezza di questi formi è proporzionale a  $f_{\text{cav}}$  nella  
comunicazione FM quindi lo filtre ha maggiore ampiezza ai distorsioni dello stesso  
causale e avendo la stessa frequenza dello portante ( $f_{\text{cav}}$ ) e maggiore ampiezza rispetto  
ai segnali a frequenze adiacenti ( $f_{\text{dev}}$ ).



Il punto che permette di realizzare la demodulazione FM è molto storico, infatti per  
grande parte del XX secolo fu possibile discartare queste delle variazioni d'ampiezza  
sia mettendo in migliore le precisioni, come nel filtre satellitare chiamato FETR,  
DI DSB-EMFAS.

Soprattutto se la demodulazione era seguito da uno filtre con banda limitata  
e compresa di circa gradi 10% della  $f_{\text{cav}}$ , questo demodulatore permette di ottenere  
frequenze se suddiviso la ampiezza interferenziale filtre passabanda per il necessario  
per cogliere solo componente reale.

Il tipico ricevitore con demodulazione sincrona:



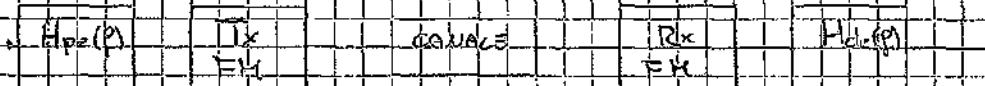
Il problema di De Forest è ancora più evidente con le alte frequenze dei  
messaggi, quando dobbiamo prevedere queste distorsioni causate dal processo  
di Recupero Tesseramento, ovvero con uno filtre di FET-EMFAS applicato al segnale  
frequenza del modulatore.

$$p_{\text{eff}}(f) = 1 \quad |P| \leq 10$$

$$H_{\text{de}}(f)$$

Il fillogramma con De Forest Prende, offre grande vantaggio quando interferenze  
incoerenti tendono a presentarsi su certe frequenze, detta banda del messaggio.  
Il sistema Dolby per tassazioni sul portico regola dinamicamente il fillogramma  
di presepi, selezionando una protezione del contenuto discutibile del segnale.

Questa correlazione deve essere detta geometrica, per la demodulazione PM o AM  
un qualsiasi P deviazione di ampiezza non dipende dalla frequenza.



Il Ritmo di DEEFAS FM è caratterizzato da un semplice ritardo del segnale salme (d) avvenire rispetto alla frequenza.

$$H_{de}(f) = \left| 1 + j \frac{f}{Bde} \right|^{-1} \quad (1) \quad |P| < Bde$$

dove  $P$ : Bande 3dB  $Bde$ : considerato come la banda della Parola W

$\rightarrow$  FM con DEEFAS.

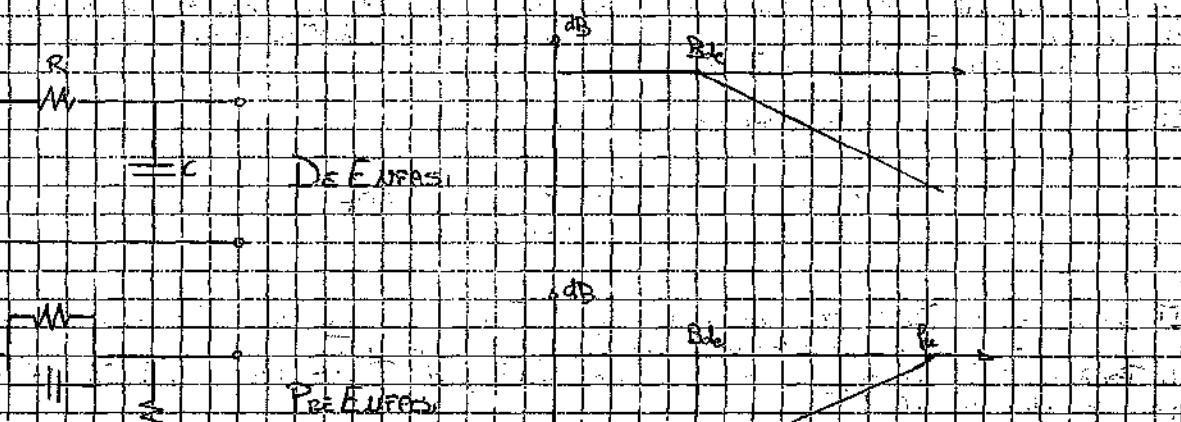


Notiamo che mentre PM come  $P$  PM,  $P$  FM è composta da diversi componenti, cioè per  $|P| > Bde$  quando  $P$  è  $P$  FM più grande rispetto dello PM più  $P$  PM è più grande che per i corrispondenti adiacenti.

Il Ritmo di PPM DEEFAS FM sarà ancora  $P$  la corrispondente corrispondente.

$$H_{de}(f) = \left| 1 + j \frac{f}{Bde} \right|^{-1} \quad (1) \quad |P| < Bde$$

P. quale sia l'effetto sulle pulsazioni della frequenze del segnale PPM delle frequenze P. che corrisponde come una differenziazione di P. spettro di lucido diventato proporzionale a  $P(X(f)) \propto |P| > Bde$ . Ma la differenziazione un segnale finito di un certo tipo FM equivalente a modulazione PPM quando  $P$  PPM è grande è uguale alla transizione tra PPM FM



## 1. 3 - 5.1.14.

Sistema modulatore FM con

$$\begin{aligned} f_m &= 100 \text{ Hz} \\ \beta &= 1 \\ B &= 5 \end{aligned}$$

filtrato con BPF  $\rightarrow B = 250 \text{ Hz}$ 

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

Degenerazione:   
 - SPECTRO  
 - TANNUO  
 - DISCRIMINAZIONE TRASCESSUALE

$$x(t) = A_m \cos(\omega_m t)$$

$$y(t)$$

$$\text{BPF}$$

$$z(t)$$

$$y(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta_m \cos(\omega_m t))$$

$$y_{\text{BPF}}(t) = \frac{A_c}{2} e^{j\beta_m \cos(\omega_m t)} \quad Y_p(p) = \frac{A_c}{2} \sum_m J_m(\beta) S(p_m p_m)$$

$$|Y_p(p)| \quad |H_{\text{BPF}}(p)|$$

$$f_m \quad 2f_m \quad 3f_m$$

$$100 \quad 100$$

$$Z_{\text{LP}}(p) = \frac{A_c}{2} \left[ J_0(\beta) \delta(p) + J_1(\beta) \delta(p-p_m) + J_1(\beta) \delta(p+f_m) \right]$$

$$J_1 = J_1$$

$$Z_{\text{LP}}(t) = \frac{A_c}{2} \left[ J_0(\beta) + J_1(\beta) e^{j\omega_m t} - J_1(\beta) e^{-j\omega_m t} \right] = \frac{A_c}{2} \left[ J_0(\beta) + 2 J_1(\beta) \cos(\omega_m t) \right]$$

Rispondi:

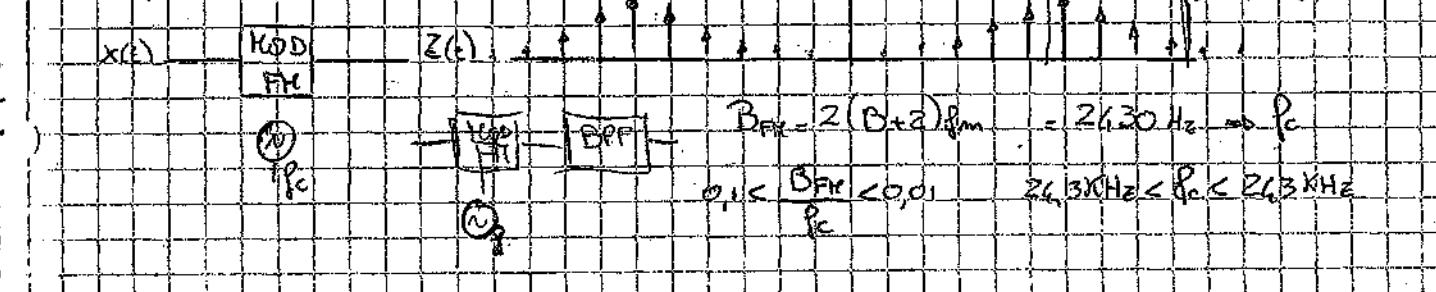
$$Z_{\text{LP}}(t) \leq 1 \quad A(t) e^{j\phi(t)} \Rightarrow A(t) = A_c \sqrt{J_0^2(\beta) + 4 J_1^2(\beta) \cos^2(\omega_m t)} \\ = A_c \sqrt{J_0^2(\beta) + 2 J_1^2(\beta) (1 - \cos^2(\omega_m t))}$$

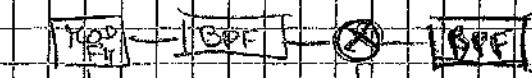
Verifichiamo che aumentando il valore di  $\beta$  aumentino le pulsazioni del discriminatore, cioè più aumenta  $\beta$  è maggiore sarà il rapporto delle delta di frequenze multiple (la metà dello  $J_0$  diminuisce sempre meno).

$$J_0(\beta) e^{j\omega_m t} \quad J_1(\beta) e^{j\omega_m t} \quad Z(p)$$

## 5.1.15

Implementazione di una modulazione musicale per uso ormonale. Si ricorda che un modulatore FM (operante su banda) non conserva la frequenza, da modo di svolgono.  $f_{\text{car}} = 500 \text{ Hz}$ , sui  $B$  economici per a frequenze multiple di  $400 \text{ Hz}$ .





5.2.14



BPF

$$f_p = 3B$$

$$x_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t))$$

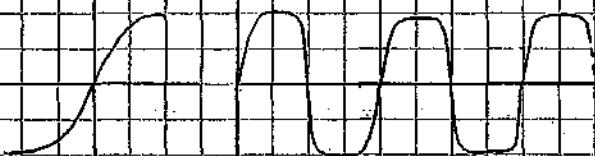
$$\phi(t) = 2\pi f_p \int x(t) dt$$

$f_{p1} > f_p$  se abbiamo multi passo come  
di frequenza fair 3

$$y(t) = a_0 + \sum_m [2a_m \cos(m\omega_c t + m\phi(t)) + \arg[a_m]]$$

ma la composizione di più passi dei coeff.  $a_m$  non può:

$$y(t) = T[x(t)] \Rightarrow T[x(t)] = -T[-x(t)] \Rightarrow a_0 = 0$$



$x_c(t)$

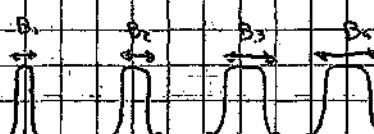
$$(m=1) \Rightarrow [2a_m \cos(m\omega_c t + 2\pi f_p \int x(t) dt) + \arg[a_m]]$$

$$m=1 \Rightarrow B_1 = 2(D+1)W$$

$$\frac{B_1}{W}$$

$$m=2 \Rightarrow B_2 = 2(2D+1)W$$

$$m=(m) \Rightarrow B_m = 2(mD+1)W$$



$$P_c = P_1 P_2 P_3 P_4 / P_1 P_2 P_3 P_4$$

Dobbiamo sempre che  $P_c$  perche' non sia sovratolaggato altrimenti non esistono soluzioni. Per esempio

$$\begin{cases} P_{c3} > D \\ P_{c1} < P_{c3} \end{cases} \Rightarrow \frac{3P_c - B_3}{2} > 2\frac{P_c}{2} + \frac{B_2}{2} \Rightarrow \frac{3P_c - (3D+1)W}{2} > \frac{2P_c + (2D+1)W}{2}$$

$$\begin{cases} P_{c3} < P_{c1} \\ P_{c1} < P_{c3} \end{cases} \Rightarrow \frac{3P_c + B_3}{2} < 4P_c - \frac{B_1}{2} \Rightarrow \frac{3P_c + (3D+1)W}{2} < 4P_c - (4D+1)W$$

$$\Rightarrow P_c > (7D+1)W$$

$\Rightarrow$  Ho  $P_c$  due condizioni. Sceglio

$P_c = 2^k$  in quanto min da margine marginale. Infatti.

$$P_c > (7D+1)W = P_{p0} + 2W \Rightarrow P_c < P_c - 2W$$

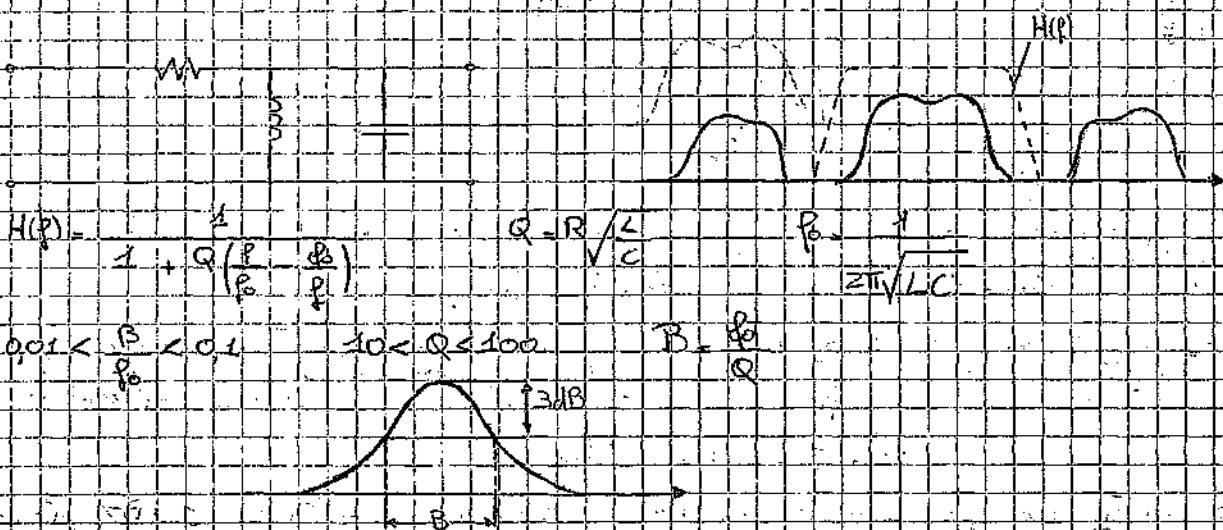
# SISTEMI DI COMUNICAZIONE ANALOGICA (CAP. 7)

(25)

## Ricevitore per modulazione Continua (AM - SSB - RDS)

Tutto quello che serve in un ricevitore CW non è altro che uno meccanismo di tuning, un demodulatore e un amplificatore, ma nel segnale bisogna sottoclassificare anche le variazioni come those a causa dell'oscillatore.

TP: il ricevitore di conversione presenta problemi alle alte frequenze indotti da lui. La frequenza attivata è sui lati d'uscita del convertitore del doppio altrimenti diversificando sempre meno nell'altro.



## RICEVITORE SUPERHETERODYNA

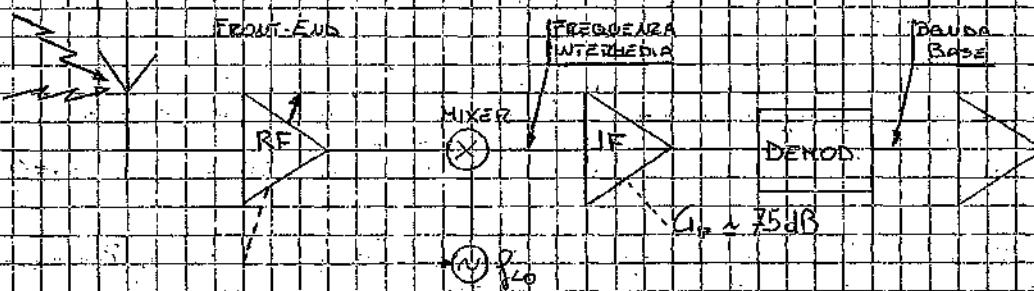
Prima della demodulazione con tutto ricevitore come Superheterodyn.

### 1- SELEZIONE DELLA FREQUENZA (TUNING)

### 2- FILTRAGGIO PER FILTRAGGIO I CANALI VICINI

### 3- AMPLIFICAZIONE DEL SEGNALE PER RIPARARE LE PERDITE

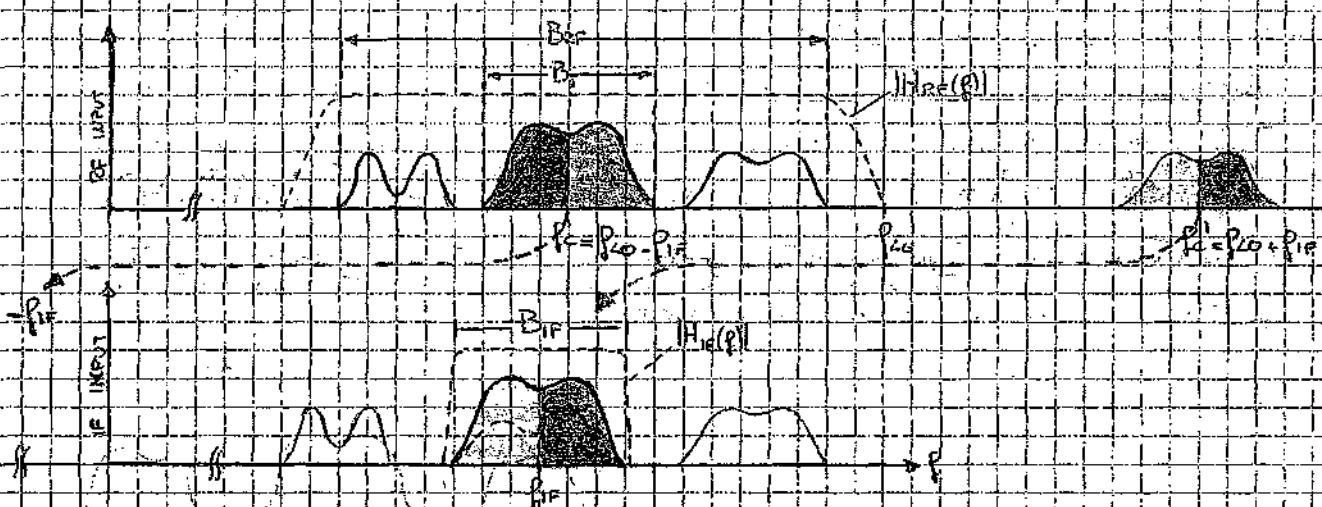
Sono create una rete R parallela al zenerdecto adeguato alla demodulazione.



TP: segnale viene ricavato, amplificato dal circuito di tuning, viene poi impostato alla frequenza intermedia IF e qui risuonamente filtrato, amplificato e demodulato mediante l'uso di Rotta su specie.

$$f_{LO} + f_C = f_{IF} \text{ oppure } f_{LO} - f_C = f_{IF} \Rightarrow |f_C - f_{LO}| = |f_{IF}|$$

a questo punto il solo l'oscillatore IF invia allo IF stessa tutta l'urto. Le frequenze dei canali adiacenti e rispettive somme si degrado, che a questo punto è pronto per essere demodulato.



Se si suppone che su una singola banda esista una banda intermodulare e si considerano:

$$P_{RF} + P_C + P_{IF} \quad \text{e con} \quad P_C = P_{IF} + P_{IF'}$$

si ottiene che il segnale RF ha un contenuto di oltre il doppio del contenuto dei canali adiacenti al PIF. La frequenza (ma è una legge) non viene determinata dalla frequenza PIF ma dalla frequenza esterna dell'intermodulazione.

$$P_C = P_C + 2P_{IF} = P_{RF} + P_{IF'}$$

Il contenuto frequenziale delle sezioni RF è determinato dalla banda  $f_C + B/2$  comprendendo circa la metà della banda intermodulare. Se questa banda non fosse dimensionata adeguatamente e sufficientemente larga, il PIF dal PIF RF, quando il segnale ecceda di misura, sarebbe:

$$P_C' = P_C + (P_{RF}, P_{IF}) - P_{IF} = P_{IF'}$$

che ovviamente sarà meno che il contenuto richiesto dall'intermodulazione contenuta nella banda intermodulare.

$$B_C < B_{IF} < 2P_{IF}$$

Inoltre, la banda del PIF è  $B_{IF} + P_{IF}$  con  $B_{IF} \leq B_{IF'}$  e si trova che il contenuto dei canali adiacenti è minore.

Il ricevitore indiretto ha perciò numerose vantaggi, funziona tutti e i sistemi di telecomunicazioni nel frattempo, con il risparmio del ricevitore compreso il demodulatore, ma può funzionare solo se il PIF è maggiore della banda del guardia e della sezione prima e dopo la frequenza intermodulare, lo quale può essere ottenuto con l'aiuto di un regolatore sufficiente BIF/PIF e per facilitare la demodulazione.

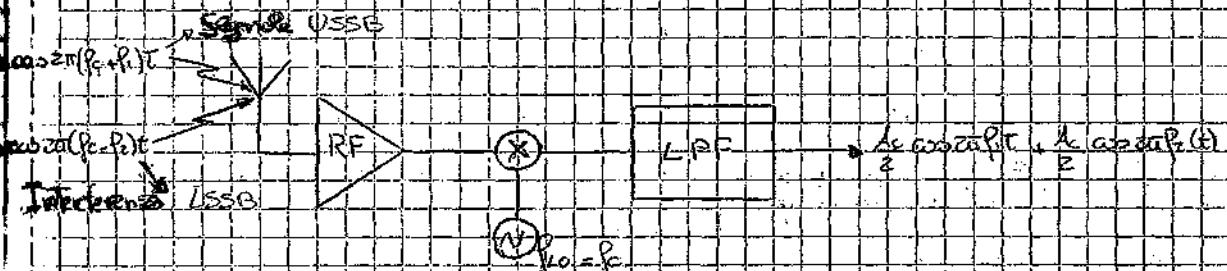
Se la frequenza PIF è molto alta, la banda di PIF-P\_{IF'} può essere trascurabile se la banda PIF è abbastanza larga, sempre altrimenti,

Se il ricevitore dovesse coprire una ampia gamma di frequenze, il problema ovvero dei problemi con il timer delle due bande locali si prendono forma  $P_C = P_C + P_{IF}$  in questo ragionamento dovendo utilizzare due frequenze. Però non è possibile utilizzare due frequenze, in quanto con le SSB siamo obbligati a utilizzare un solo USSB diviso in due.

## Ricevitore a Convettore Doppio

I ricevitori a convettore doppio (DC) sono ricevitori passivi che ricevono il segnale TRF (Turned RF) da uno convertitore da radio frequenza RF seguito da un'antenna o filodiffusore e un amplificatore detto al secondo.

### Stab. Puntuali: analisi Ricevitori Ondaluna

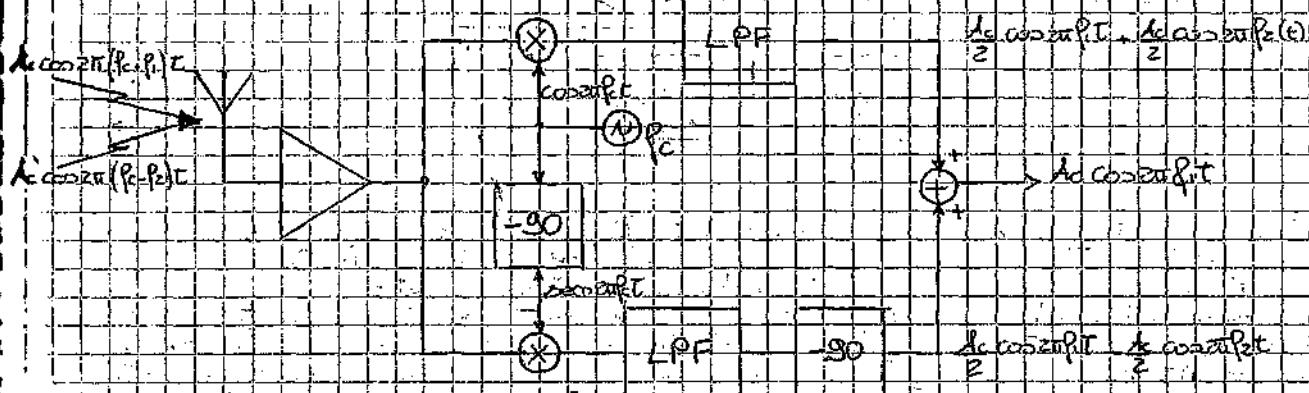


Il ricevitore non riceve degli stessi stimoli dell'ambiente alle frequenze esterne perché l'antenna riceve una serie di segnali diversi. Il livello guadagno totale è dato dalla somma delle ampiezze dei segnali ricevuti.

Il principio di gestione della potenza totale è impostare le regole che permettano di utilizzare la potenza totale effettiva e quindi le maggiori risorse disponibili per le interferenze e la ricezione.

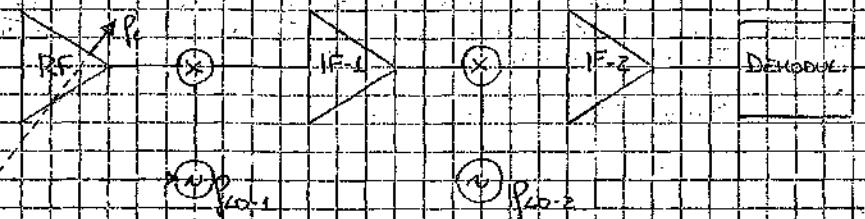
Verifichiamo se il circuito del ricevitore non riceve un eventuale interferenza fatta dalle onde potenzialmente vicine.

Nelle uscite delle due ricevitori si trova un dispositivo di CAMPBELL.



Ma cosa significa più corri? Poco è cosa più comune. Invece suona tutto sulle interferenze.

## RICEVIMENTO A Noplia CONVERSAZIONE



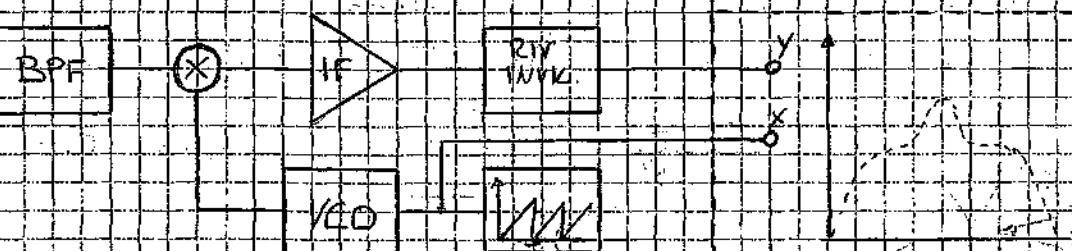
Questo decompositore infinito P principale dell'iperboloida, una conchiglia di diverse concentrazioni di frequenza a due sezioni RF.

La seconda sezione F è sempre fissata mentre il primo RF è il secondo oscillatore. Sono esposti rispettivamente i due circuiti RF e il doppio commutazione tecnica con grande valore di fine retrogrado. La illuminazione dell'incandescenza nella sezione RF è un facile lavoro di fine retrogrado. L'esclusione dei comandi adiacciali offre la seconda sezione RRF.

Il circuito calcolatore effettua le funzioni per FSB e onde corte. Al di sotto del generatore questa si collega al tracceur.

## ANALIZZATORE di SPECTRO

Le diverse aree corrispondono cioè alla presenza di particolari tipi di vegetazione e di animali.



Se sostituisce l'oscillatore a piccole coordinate (BO), la parte RF viene prima come un tuner controllato da tecniche con frequenza f0 - Pd e PIF e banda B - BIF.

Questo è il disegno del Punto d'acquisto minimo dell'utensile elettrico di servizio.

Il CO stesso è l'autore della sua tesi di seguito pubblicata: "La parola nel filo nelle rettoriche di La Riva, Boccone e Bettarino. La parola forzata allo "scarto" e la parola "scartata" nella rettorica. Questa "scarta" che viene decapitata e che deve rimanere in vita. E' il pericolo di pensare come cosa normale la parola detta ritrovata sul piano dei

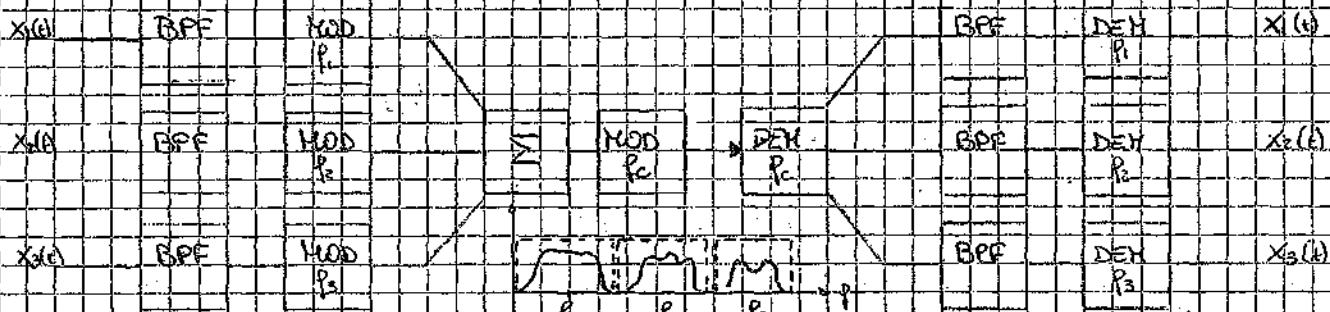
# SISTEMI di MUL TIPLAZIONE

(5B)

Quando i canali di comunicazione sono necessarie per trasmettere diversi messaggi fra due punti uguali, possono scegliere di trasmettere tutti i messaggi sullo stesso canale praticando la multiplazione che è tutta sull'onda molto più economica.

## FDM - FREQUENZA divisione Multiplexing

Il principio della FDM è quello di assegnare una banda da ogni canale  $P_i$ , quale spazio disponibile disponibilmente alla frequenza a lui assegnata e far uscire tutti i canali agli altri insieme.



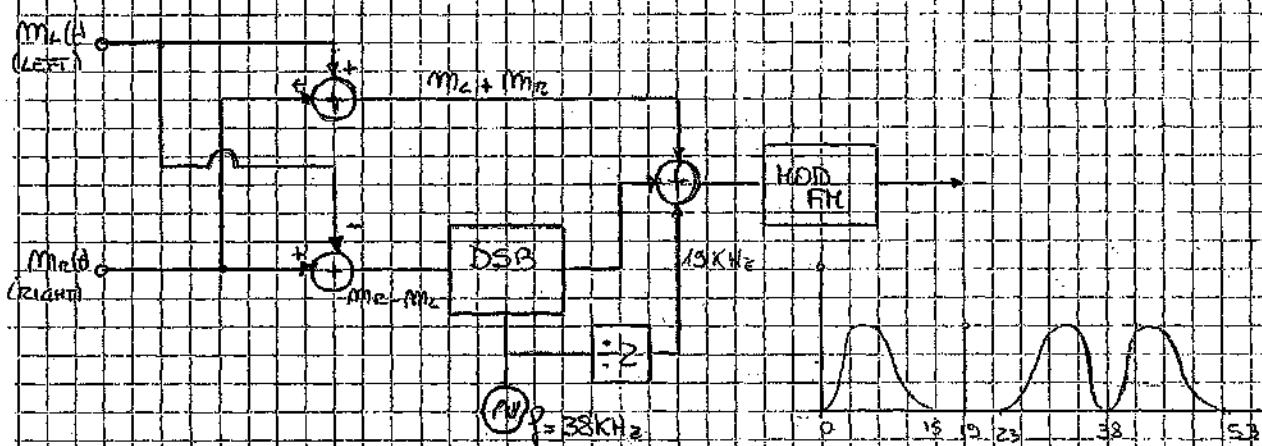
Ogni canale trasmette la sua banda entro la quale può trasmettere per tutte le frequenze, anche quelle fuori dalla sua banda. Queste bande devono essere opportunamente spaziate fra loro, in modo da evitare sovrapposizioni.

Tutti i canali possono avere moduli  $P_i$  a diverse frequenze spaziate fra loro sotto di banda base per far evitare sovrapposizioni e conflitti di canali in frequenza fra di loro.

Un'altra particolarità delle FDM è il **CROSS TALK** che quando un segnale va oltre come un'interferenza con le modulazioni a causa delle connessioni nel circuito. Questo fenomeno viene in forte raccordo con l'uso di amplificatori in classe mezzitudo.

## TRASMISSIONE FM STEREO

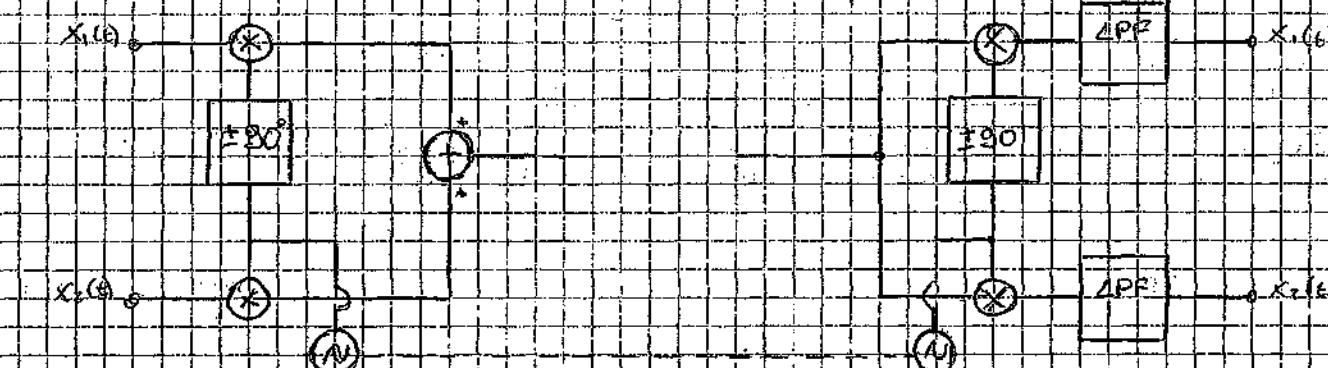
Mostriamo ora come un sistema FDM può essere usato per la trasmissione di segnali stereofonici FM.



I due segnali che si sommano, e nell'effetto la parte sommatoria ( $M_1, M_2$ ) creano dentro una banda base e stessa banda per alto che non hanno ricevitore telescopico. Il segnale  $M_1 + M_2$  viene modulato dal DSP a 38 kHz. Sicché questo PDS-S per fare doppia la doppia della banda di frequenze da poter essere modulata prende la somma di 19 kHz e viene utilizzata un'eccezione per la direttiva zazzerone. Ora lo stetico Banda Base ottenuto viene modulato. Tutto in FM e 2023 mhz.

## QAM Quadrature Amplitude Modulation

Questo metodo utilizza la rappresentazione della scadenza e la decomposizione per permettere a due regimi DSG di occupare lo stesso frequenza.



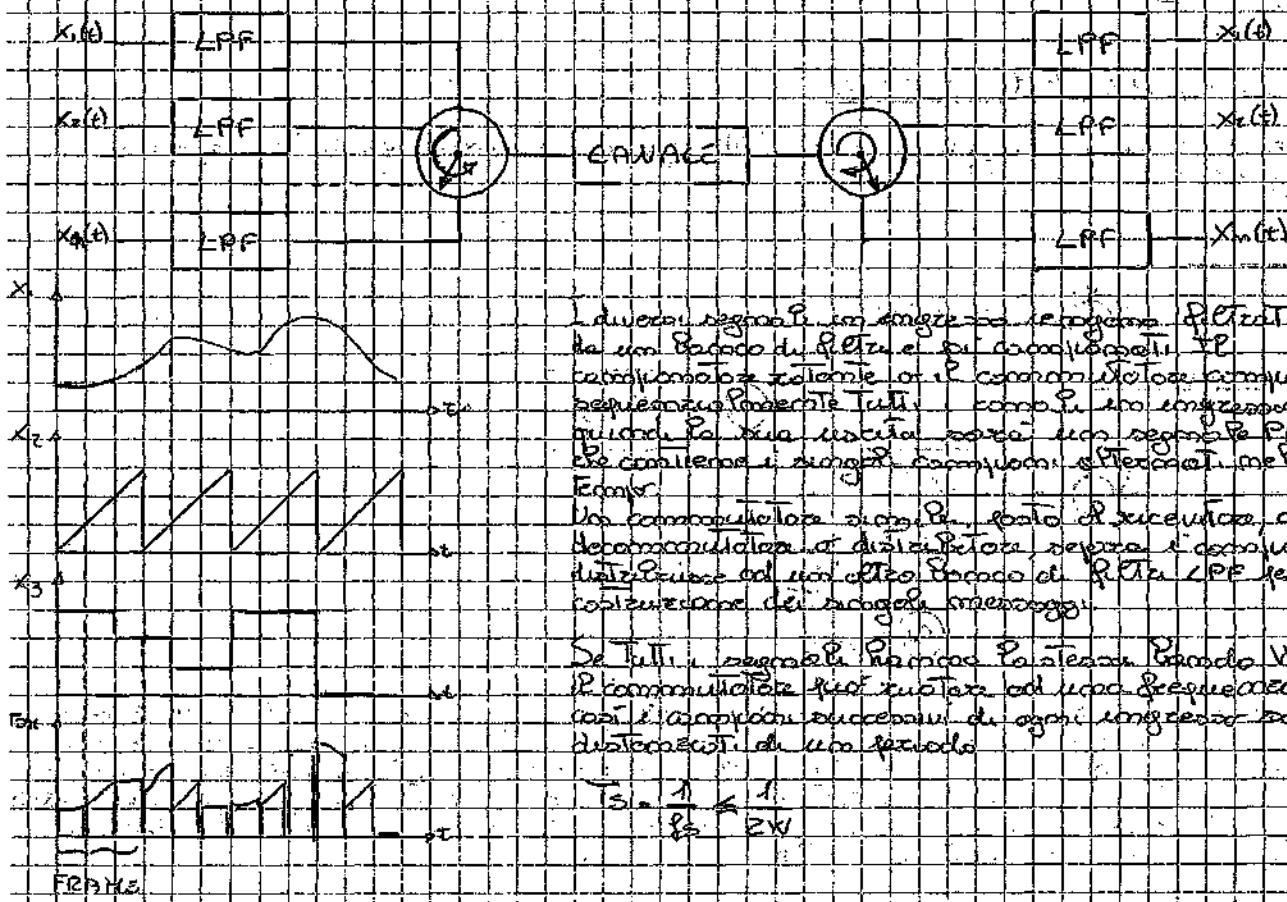
# Pisognale Telemesso No. 6 Specie

$$x_1(t) = A \cos(\omega t + \phi)$$

Se osserveremo lo spazio vederemo lo sovrapposizione dei due segnali uno sull'altro. La Proposta di nuova struttura prevede molte modifiche che da parte nostra di utilizzatori specifiche applicazioni come la Televisione e colpa a la trasmissione degli dati digitali.

## TDMA - Time Division Multiplexing

Una scorsa d'anno ha aperto una nuova strada con l'"OEP" per lo sviluppo delle scienze del Tecnico, Procedendo dal Tecnico alle due corrispondenti discipline per altri scopi, come ad esempio per aggiungere elementi di alta scienza.



I diversi regni si incontrano nel programma PAM. Infatti  
ha un blocco di PAM e poi un blocco di P.  
composto da due sezioni: P. corrispondente alle componenti  
periferiche e interne. Tutti i comandi sono emessi da  
quando la sua testa corre lungo il segmento PAM  
che contiene i simboli composti di lettere, numeri  
e simboli.

Una comunicazione siamo noi, fatto di ricevitore, chiamando  
telecomunicazione al distretto Pavia, se non i consumatori Pi-  
ù interesserà ed un altro forno di RTA / PPF per Parla,  
costituzione del ricogliere messaggi.

Se tutti i regni delle Nemiche Piantane prendono il colpo  
di comunicazione fra i suoi ruoli ad una frequenza  $f_s \geq 2N$   
così i campioni successivi di ogni lungo colpo sono  
distaccati di uno intervallo

Se si come il circuito un emissor, lo spazio tra gli emis. Per varia

la  $\beta$  si riferisce agli angoli all'interno del grampus.

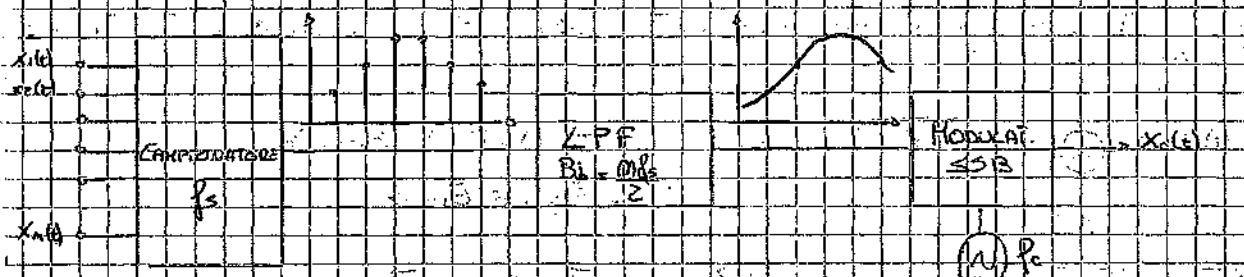
$H = H_B$ :

quando il numero di campo  $B_{tot}$  per secondo varia

$$B_{tot} = H_B \geq 2 \text{ MW}$$

Se raffiguriamo il Sincronismo Rotazionale del segnale TDM

Allora, visto che TDM non ha componenti usciti per l'oscillatore secondi PAM o SSB, uno modo che conservare la polarizzazione di fondo, oppure un PAM/PSI per ridurre gli effetti del ruotato.



Il trasmettitore manda un bitco in banda base con polarizzazione.

$$B_B = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \text{ MHz} = 1 \text{ mHz} = 1 \text{ MW} \quad m = m^2 \text{ in genere}$$

Questo bitco avendo soprattutto per le modulazioni CKI produce un'onda non polarizzata. Questo è comunque tollerabile (non riduce i canali). Se però considera la distanza e la velocità dei canali, se poi qui esiste modulazione SSB.

Le TDM si risolvono complicati della FDM in quanto le diverse componenti dello stesso canale, per fare sì che non si sovrappongano perfetto tra Tx e Rx, ottengono minor risparmio e ricarica di segnali.

Per ovviare a questo problema opta per creare un segnale di sincronismo.

Altro inconveniente è il fatto che avendo allemissione dei canali il quale non mi ricorda un solo messaggio ma tutti quelli multi-set (la differenza delle FDM).

La TDM è comunque anche di scarsa qualità e tiene una trasmissione segnali diversi di fondo, frequenza in sulla stessa canale.

## P.I. - PHASE LOCK. / ompl

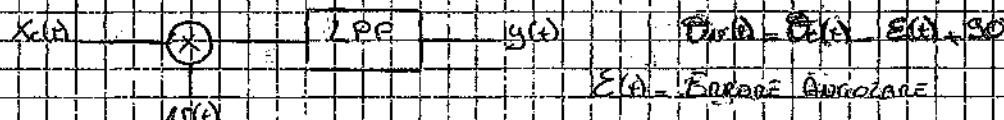
Il PLL è un dispositivo che permette di utilizzare la stessa frequenza nelle modulazioni con lo stesso tipo di modulazione, decodificare, sincronizzarsi con frequenze molto diverse e fornire grande varietà di elaborazioni di segnali.

Il circuito PLL è un sincronizzatore e bloccato per il suo oscillatore VCO con la stessa estensione di fase generata dallo stesso oscillatore con lunghezza, che può essere una qualsiasi sezione del modulatore. Dato il suo utilizzo, seppure diverso, il PLL deve fare un confronto fra le due fasi e quindi deve fornire una componente di fase.

Il comparatore è un dispositivo che riceve in ingresso due segnali:

$$x(t) = A \cos(\Omega_1 t) \quad \text{e} \quad s(t) = A \cos(\Omega_2 t)$$

e da esso uscirà un segnale  $y(t)$  dipendente dalla differenza di fase calcolata fra i due ingressi.



Se il filtre LPF entro  $\Phi$  ha frequenza di risposta  $T_{\phi}$ , il prodotto dei due segnali, quando:

$$\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = 1 \Rightarrow A \cos(\Omega_1 t) \cdot A \cos(\Omega_2 t) = \frac{1}{2} A^2 \sin[\Omega_1 t - \Omega_2 t] + \frac{1}{2} A^2 \sin[\Omega_1 t + \Omega_2 t]$$

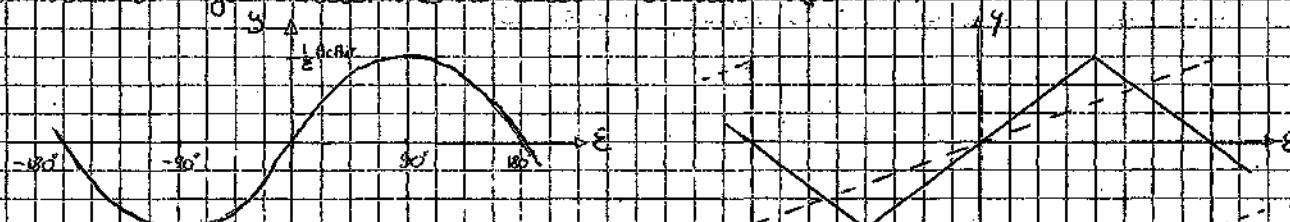
risulta essere nulla e dal prodotto risulta  $\Phi$  Tuttavia  $\frac{1}{2} A^2 \sin[\Omega_1 t + \Omega_2 t]$  non è il totale prodotto del filtre per  $\Phi$ .

Notiamo anche che  $y(t)$  dipende da  $E(t)$  quando  $E(t) \neq 0$ , e questo può causare problemi nel caso di modulazione di ampiezza, solita riduzione se  $|y(t)| = 0$  quando  $E(t) \neq 0$ , ma nella realizzazione di PLL.

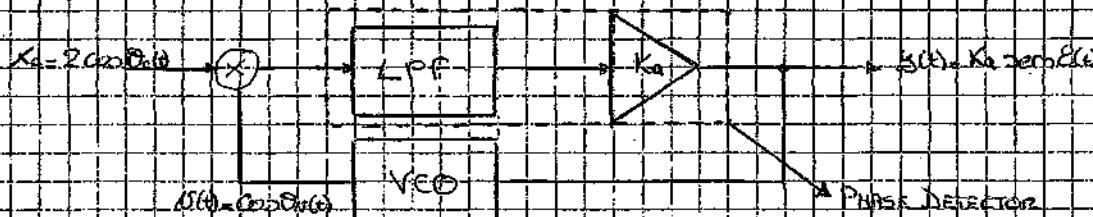
$$y(t) = E(t) - E(t) + 90^\circ$$

è simile il termine "90°" quando abbiamo un comparatore con relazione di fase in quadratura, infatti avremo  $y(t) = 0$  quando  $E(t) = 0$  e quando  $E(t) = 90^\circ$ .

Per rendere tutti questi problemi si usa il comparatore di fase digitale, il quale grazie ad una spia finita sugli ingressi, controlla le dimensioni in ampiezza che gli elenca. Non un circuito di switching, è invece fatto di un'implementazione di  $E(t)$  è un circuito triangolare o un circuito di dega e secondo delle due circuited effettuate.



Si può comunque analizzare tutti i possibili valori per valori di  $E$  nell'intervallo di  $\phi$ . Sono quattro, prendendo ora l'architettura classica del PLL, ovvero:



Assumiamo che l'ampiezza del segnale del VCO sia unitaria,  $A_VCO = C_0 \cdot E(t)$  e l'impulsione di controllo della guadagna  $K_VCO$  quando

$$y(t) = K_VCO \cdot E(t)$$

Il segnale  $S(t)$  viene usato come riferimento di  $P(t)$ , la frequenza a uscita del VCO non deve necessariamente essere eguale a  $f_0$ .

$$P_t = P_0 + \Delta f$$

dove  $\Delta f$  è la variazione di frequenza. All'uscita la tensione di controllo sul VCO viene indicata con angolo vibratorio:

$$\theta(t) = 2\pi(P_0 + \Delta f)t + \phi_0(t) + 90^\circ$$

$$\theta(t) = \omega t + \phi(t)$$

con:

$$\phi_0(t) = 2\pi K_{\text{vib}} \int_0^t \dot{\theta}(t') dt'$$

dove  $K_{\text{vib}}$  è la costante della derivazione di frequenza.

L'angolo angolare è  $\omega t + \phi(t)$ :

$$E(t) - E_0(t) - S(t), 90^\circ = 2\pi P_0 t + \phi_0(t) + 2\pi \Delta f t + \phi(t) - 90^\circ + 90^\circ + \phi(t)$$

$$E(t) = 2\pi \Delta f t + \phi_0(t) + \phi(t) = 2\pi \Delta f t + 2\pi K_{\text{vib}} \int_0^t \dot{\theta}(t') dt + \phi(t)$$

derivando rispetto a  $t$  ottengiamo:

$$\frac{dE(t)}{dt} = 2\pi \Delta f + 2\pi K_{\text{vib}} \ddot{\theta}(t) \quad \frac{dE(t)}{dt} = 2\pi \Delta f + 2\pi K_{\text{vib}} \ddot{\theta}(t) + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$K_{\text{vib}}^2 K_{\text{vib}} = \text{Guadagno d'anello}$

$K$  è il guadagno d'anello; si applica con  $H_2$  ed è un valore costante

$$\frac{1}{2\pi K} \frac{dE(t)}{dt} = \Delta f - \text{rem}E(t) + \frac{1}{2\pi K} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

Questa equazione è quella di controllo P. Più cose man mano che si muovono in questo punto per valori costanti di  $\phi(t)$ .

Per trovare il valore di  $\dot{\theta}(t)$  si ricava la seconda derivazione per  $t$ :

$$\dot{\theta}(t) = \phi_0 \quad \text{a } T=0 \quad \Rightarrow \frac{d\phi_0}{dt} = 0$$

quindi l'eq. diventa:

$$\frac{1}{2\pi K} \frac{dE(t)}{dt} = \Delta f - \text{rem}E(t) \quad t > 0$$

L'equazione con lese costante non può che l'anello sia raggiunto. Si riporta stabile con  $\frac{dE}{dt} = 0$  e  $E(t) = E_{\text{ss}}$

Quando

$$E_{\text{ss}} \Rightarrow \text{rem}E_{\text{ss}} = \frac{\Delta f}{K} \quad \text{e} \quad E_{\text{ss}} = \text{rem} \frac{\Delta f}{K}$$

Si implica:

$$E_{\text{ss}} = K \text{rem}E_{\text{ss}} = K \frac{\Delta f}{K} - \frac{\Delta f}{K} = M_{\text{ss}}$$

da questa si ricava  $\dot{\theta}(t)$ :

$$\dot{\theta}_{\text{ss}}(t) = \text{rem}(\omega t + \phi_0 - E_{\text{ss}} + 90^\circ)$$

Notiamo che il valore min. ammesso di  $S(t)$  è comunque l'arco di frequenza del VCO e  $\omega_0$  viene riferito alla frequenza del segnale di uscita  $\dot{\theta}(t)$ . L'arco di fase  $E_{\text{ss}}$  può essere trascurabile se

$$\frac{\Delta f}{K} \ll 1 \quad \rightarrow E_{\text{ss}} \text{ trascurabile}$$

Comunque l'equazione del PLL non raggiunge lo stato stabile, e  $E_{\text{ss}}$  non è definita quando

$$\frac{\Delta f}{K} \geq 1$$

Questo è l'argomento più nudo in corrispondenza

$$K > \Delta f$$

Per accettare un altro segnale, poniamo che il PLL funziona ed ottengono la qualsiasi frequenza costante da lui nel campo di  $\Delta f$  della frequenza di linea del VCO.

Questo non è vero, dice che quando dopo alcuni cicli di tempo,  $t_0 \gg T$ , l'errore sarà circa zero. Ess. 10. Il PLL risponde di due segnali  $E(t) \approx E(t_0)$

quindi l'equazione del PLL diventa:

$$\frac{1}{2\pi K_d} \frac{dE(t)}{dt} + E(t) = 0 \quad \text{per } t \geq t_0$$

Se si fa ricordare alle forme complicate  $E(t) = E(t_0)$  e  $t \geq t_0$

il termine in cui può considerare come sia dopo 5 cicli di tempo;

$$E(t_0) \quad \text{per } T \geq t_0 + 5T \quad \text{dove } T = \frac{1}{2\pi K_d}$$

Se si supponesse di avere un segnale  $X_c(t)$  con  $\frac{dX_c}{dt} \ll E$  nel tempo, se queste relazioni sono vere, si comincia con  $\frac{1}{2\pi K_d}$  la frequenza orbitale

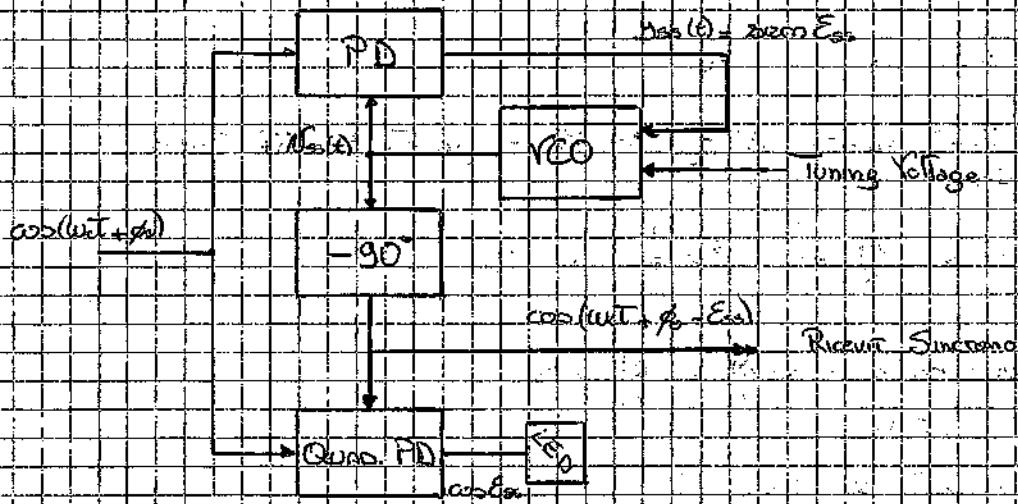
$$f_{orb} \approx f_c + \frac{1}{2\pi K_d} \frac{dX_c}{dt} \approx f_c$$

Allora il PLL può riuscire a seguire il segnale suonando leggermente, con un errore di circa 10%

## RILEVAZIONE SINCRONIA E SINTESI DI FREQUENZA

La capacità di generazione del PLL lo rendono adatto ai sistemi che permettono una gestione più facile della sincronizzazione del ricevitore.

Utilizzando per prima la funzione più basica del PLL, il segnale modulatore, possiamo usare il seguente PLL modulatore per ricevere tutte le frequenze intorno a  $f_c$  ed indurre il generatore di linea a emettere un  $\cos(\omega t + \phi)$  al quale il PLL genera il controllo del generatore di linea, il filtro combattente e l'amplificatore nel blocco PD (Phase Discriminator).



La regolazione iniziale del Tuning Voltage. La sintonia alla frequenza  $f_c$  (ver. Ess. 2), successivamente il PLL segue ogni variazione del segnale fornendo anche il VCO di frequenza  $f_c$  segnale sincronizzato per il ricevitore sincrono.

Il sistema funziona quindi come un PLL a banda stretta. Il problema è che questa configurazione come questa può essere usata solo con un certo numero di frequenze sincronizzate. Se noi attiviamo il VCO un generatore di tensione per soddisfare tutte le frequenze del VCO fino al quando il loro ciclo di appena segnale. Se il segnale è stato inserito molti esempi, zeda hanno un problema. Utilizzando per questa procedura

Per la modulazione o demodulazione dei segnali DSB si deve il segnale su una rete il PLL costante.

### RICEVITORE DSB di COSTANTE

Il segnale modulato DSB è del tipo:

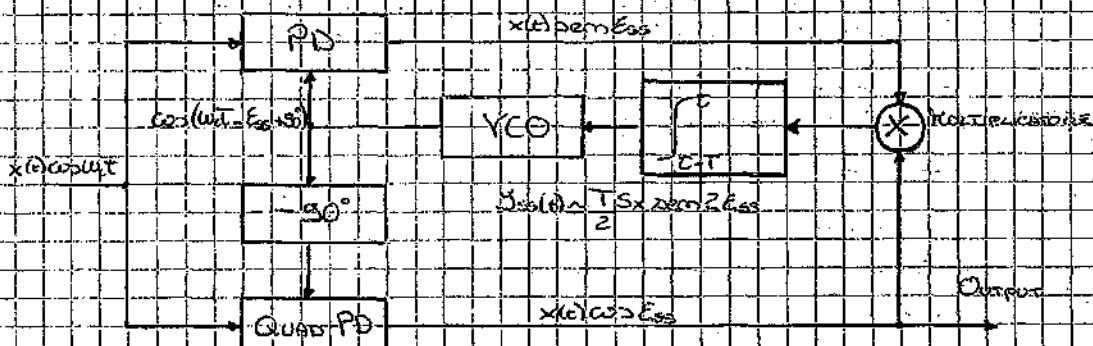
$$x(t) \cos(\omega_c t)$$

con banda  $\Delta f_W$ , ed è applicato a due Phase Discriminator uno normale e uno in quadratura per cui uscite sono proporzionali:

$$x(t) \cos(\omega_c t) \text{ e } x(t) \sin(\omega_c t)$$

moltiplicandoli e integrandoli con  $T > \Delta f_W$  ottengono il segnale da controllo del PLL.

$$y_{ds}(t) \approx T \int x^2(t) \cos(\omega_c t) dt = \frac{T}{2} S_x \cos(2\omega_c t)$$



Se  $\Delta f_R < 0$  il PLL si aggiornano e  $E_{ss} > 0$  è l'output del demodulatore  $x(t) \cos(\omega_c t)$  per un lungo periodo di tempo.

$$y_{ds} = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) \cos(\omega_c t) dt = \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) \cos^2(\omega_c t) dt = \frac{\cos^2(\omega_c t)}{2} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt$$

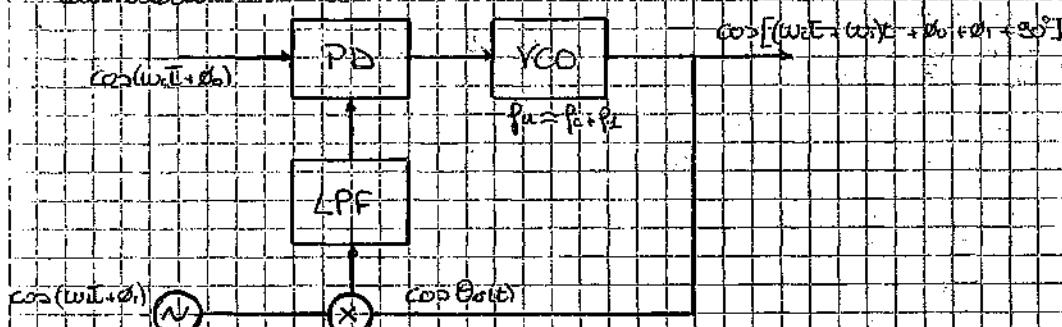
Se  $T > 1/\Delta f_R$

$$y_{ds} = \frac{\cos^2(\omega_c t)}{2} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt \approx \frac{\cos^2(\omega_c t)}{2} T \cdot S_x$$

In questo modo  $S_{ss}$  non è più dipendente dal tempo.

### FREQUENZA OF SET ZERO

Questo circuito esegue una tracciazione di frequenza e di fase di un segnale in ingresso di suo dimensioni. Per alto frequenza e allo scopo di un oscillatore sostituito.



La frequenza del segnale uscita zero  $P_1 + P_2$  quando la frequenza di free running del VCO zero.

$$P_0 = (P_1 + P_2) - 2P_1 = P_1 + P_2$$

Le uscite del VCO e dell'oscillatore sono inverse e per facilitare l'acquisto, in modo da ottenerne il segnale della frequenza differente.

$$\cos[\omega_0 t - (\omega_1 t + \phi_1)]$$

Questo segnale entra nel discriminatore di fase. Sotto le combinazioni di angolo:  
 cioè con  $\text{COS}(\phi) = \frac{1}{2}$ , il segnale salirebbe al picco all'ingresso del discriminatore dove  
 l'angolo di  $90^\circ$ .

Quando  $\text{COS}(\phi) = (\cos(\theta) + j\sin(\theta)) = (\cos(\theta) + j0 + 90^\circ)$  il VCO produrrebbe:

$$\text{COS}(\phi) = \frac{1}{2}[\cos(\theta) + j\sin(\theta)] = \frac{1}{2}\cos(\theta) + j\frac{1}{2} + \frac{1}{2}j\sin(\theta)$$

Se non è attivo se il segnale non raggiunge il picco in frequenza e fase.

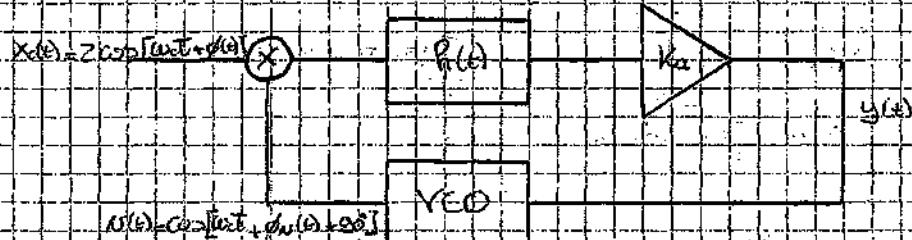
10-11-2006

## P11 / LINEARIZZAZIONE

Supponiamo che il PLL sia regolato per raggiungere la frequenza di risonanza.  
 Per cui  $\delta f = 0$ . Supponiamo che il PLL sia un qualsiasi discriminatore di frequenza sufficientemente  
 grande da seguire l'andamento dello spostamento del segnale di ingresso  $E(t)$  così  
 come si può evitare  $\delta(t)$ , così:

$$\text{ben } E(t) = E(t) = \alpha(t) - \beta u(t)$$

Queste supposizioni sono alla base del modello linearizzato del PLL rappresentato  
 nel diagramma, dove il filto  $H(s)$  è l'effettore della sua funzione lineare.

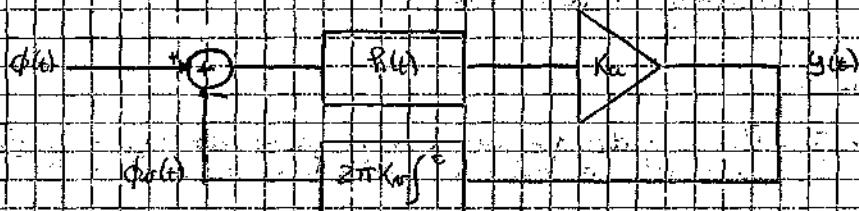


Da quando vediamo ora il segnale di uscita come la somma delle variazioni di  
 fase  $\alpha(t)$  e le variazioni dovute alla variazione di risonanza.

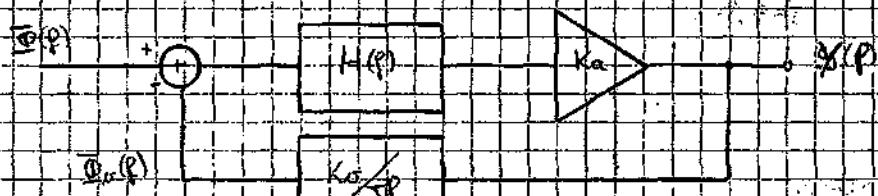
$$y(t) = \text{Ku} H(s) \alpha(t)$$

per produrre il segnale di uscita  $y(t)$ .

Ora vediamo cosa succede precedentemente del PLL prima di esser regolato come  
 un discriminatore di frequenza, dove il mixe diventa un moltiplicatore  
 dove il riferimento in retroazione viene sostituito e il VCO diventa un integratore con  
 guadagno  $\text{Ku} H(s)$ .



Ora analizziamo questo circuito nel dominio della frequenza considerando  
 il suo trasformato di Fourier.



$$y(p) = H(p) \cdot \alpha(p) - \text{Ku} \cdot \beta u(p)$$

$$\frac{y(p)}{\alpha(p) - \beta u(p)} = \frac{H(p) \cdot \alpha(p)}{1 + \text{Ku} \cdot H(p) \cdot \text{Ku}} = \frac{H(p)}{1 + \text{Ku}^2 H(p)}$$

$$\frac{y(p)}{\alpha(p) - \beta u(p)} = \frac{1}{\text{Ku}^2 + H(p)}$$

Le esprimere la relazione fra la  $f_s$  in ingresso e la  $f_{\text{es}}$  in uscita  
nel dominio delle frequenze.

(6)

P.L. come RICEVITORE DI SEGNALE FM

Ora prendiamo  $X_c(t)$  come un segnale FM quando  $d(t) = \frac{2\pi f_s}{dt} X_c(t)$

$$\Phi(p) = 2\pi f_s \frac{X(p)}{\int p^2} = \frac{f_s}{k_w} X(p)$$

Sostituendo  $\Phi(p)$  nella  $\Phi$  di  $Y(p)$  ottengo:

$$Y(p) = \frac{f_s}{k_w} H_2(p) X(p)$$

Dove:

$$H_2(p) = \frac{H(p)}{H(p) + j(p/k_w)} \Rightarrow \text{FUNZIONE DI TRASFERIMENTO D'ANALOGO}$$

Se il segnale  $X(p)$  ha banda  $M$  è se:

$$H(p) = 1 \quad |p| < M$$

Allora  $H_2(p)$  prende la forma di un filtro passa-basso del primo ordine con banda a 3dB di lunghezza  $K$ . Quindi in questo caso avremo:

$$H_2(p) = \frac{1}{1 + j(p/M)}$$

Quando  $Y(p) \approx (f_s/k_w) X(p)$  quando  $K > M$  così:

$$y(t) \approx \frac{f_s}{k_w} x(t)$$

Dalle queste considerazioni il P.L. che riceve il  $x(t)$  da un segnale  $X_c(t)$  è comunemente noto come RICEVITORE FM.

La dinamica del P.L. di basso ordine con  $H(p) = 1$  è che il guadagno di controllo  $K$  determina sia la lunghezza di banda di  $H_2(p)$  sia di  $\Phi$  gomma di frequenze di oscillazione.

Peraltro mentre si regola una frequenza in ingresso  $p(t) = p + p_0 x(t)$  dobbiamo avere  $K > f_s$ . Con questi valori però la lunghezza di banda di  $H_2(p)$  sarà tale da risultare troppo larga procurando oscillazioni suonate e interferenze alla uscita demodulata.

Per questo motivo solitamente si usa un sistema  $H_2(p)$  di secondo ordine.

## RUMORE E PROCESSI STOCHASTICI (CAP B)

Un segnale casuale è la modulazione di un segnale attuale assiale che si consuma nel tempo. Vengono chiamati anche processi stocastici. Quando emette un guisa la barca delle tempeste, i processi di questi si dicono molto complessi perché cominciano con le statistiche del sistema, forse funzionalmente grandi parte dei segnali esistono nelle comunicazioni normali, la frequenza della DIFERENZIALE e anche della ERODICITÀ le permettono di avere semplice relazione tra proprie statistiche, medie temporali e analogie settoriali.

### FUNZIONI DI MEDIA E CORREZIONE

I processi casuali sono come risultati sperimentali come funzioni reali nel dominio del tempo, la collezione di tutte queste funzioni si chiama "Ensemble" (insieme di tutte le funzioni comprese).

Per una geometria regolare casuale (processo casuale) si parla:

$$M(t) \triangleq E[u(t)] \Rightarrow \text{VALORE MEDIO AL TISSO T AUTOCORRELATIVO}$$

Che denota una media dei valori attuali delle varie funzioni comprese nell'insieme  $t$ .

Per avere la relazione fra le variazioni  $y_1$  e  $y_2$  dell'ormone  $x$  funzione autocorrelazione

$$R_{xy}(t_1, t_2) \triangleq E[u(t_1)v(t_2)] \Rightarrow \text{FUNZIONE DI AUTOCORRELAZIONE}$$

Se  $y_1$  e  $y_2$  sono indipendenti allora

$$R_{yy}(t_1, t_2) = y_1 \cdot y_2 \quad Y_1 \text{ INDIPENDENTI}$$

Se  $t_1 = t_2$  allora  $y_1 = y_2 \Rightarrow R_{yy}(t_1, t_2) = y_1^2$ , più in generale se  $t_1 = t_2$

$$R_y(t, t) = E[y^2(t)] = \sigma_y^2(t) \quad \text{VALORE QUADRATICO IN FUNZIONE DEL TISSO}$$

Se esistessero due varietà di corpi, per esempio ossigeno e carbonio, il loro rapporto è l'autocorrelazione.

$$S(t) = g(X, t)$$

quindi ad ogni momento relativo  $t_1$  abbiamo la trasformazione di  $y_1 = g(X, t_1)$  per conoscere la PDF (Probability Density Function) di  $X$  passiamo da  $P_x$  (Probabilità) a  $P_y$  (valore medio) e da  $R_y$  (autocorrelazione) alla  $R_{yy}$  (autocorrelazione).

$$\bar{y}(t) = E[g(X, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, t) p_X(x) dx$$

$$R_{yy}(t_1, t_2) = E[g(X, t_1)g(X, t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, t_1)g(x, t_2) p_X(x) dx$$

Ora possiamo conoscere le statistiche interne di due processi diversi quando usiamo una relazione chiamata CROSS-CORRELAZIONE

$$R_{xy}(t_1, t_2) \triangleq E[u(t_1)v(t_2)] \Rightarrow \text{FUNZIONE DI CROSS-CORRELAZIONE}$$

I due processi si dicono inconnesi fra  $t_1, t_2$  se

$$R_{xy}(t_1, t_2) = 0 \quad \text{Processi INCONNESI}$$

I processi indipendenti sono di fatto statisticamente indipendenti, e quindi inconnesi.

## Processi Ergodici Stazionari

(5)

Se prendiamo un determinato processo stocastico con spettri costanti (costanti) e studiamo le sue statistiche, media, accelerazione, vediamo che queste saranno equivalenti alle medie temporali di una funzione composta del processo.

Ricordiamo che la media temporale di un generico segnale è:

$$\langle g[N(t)] \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g[N(t)] dt$$

noto che  $N(t) = a \cos(\omega_0 t + \varphi)$  allora  $E[\delta^2(t)] = a^2 = \langle N^2(t) \rangle$   
e  $\langle N^2(t) \rangle = \frac{1}{2} a^2 + E[N^2(t)]$

Un processo è detto ergodico se tutte le medie temporali sono uguali alle medie statistiche.

Questo significa che possiamo prendere le medie temporali delle funzioni composte per determinare o stimare alcuna delle medie statistiche.

La definizione di ergodicità richiede che uno stesso ergodico sia:

$$\langle g[N(t)] \rangle = E[g(N(t))] \text{ per ogni } N(t) \text{ e ogni funzione } g[N(t)]$$

ma il valore di  $\langle g[N(t)] \rangle$  deve essere indipendentemente da  $t$ , così possiamo concludere che le medie statistiche di uno stesso ergodico sono indipendenti dal tempo.

Quando un segnale  $N$  cosinile proviene da una sorgente ergodica, lo si dice che il Segnale QUADRATICO MEDIO (SQM) è costante. Dunque possiamo scrivere:

$$E[x(t)] = \bar{x} = m_x \quad E[x^2(t)] = \bar{x}^2 = \bar{x}^2 + A^2 V$$

dove  $m_x = \text{VALORE MEDIO di } N(t)$

$$V = \text{VARIANZA di } N(t)$$

Allora possiamo osservare che ogni funzione composta ha:

$$\langle x(t) \rangle = E[x(t)] \quad \text{e} \quad \langle x^2(t) \rangle = E[x^2(t)]$$

possiamo interpretare le medie statistiche in maniera più semplice.

- o VALORE MEDIO  $m_x \Rightarrow$  CORPOLENTE CONTINUA  $\langle x(t) \rangle$  DC component
- o QUADRATO VALORE MEDIO  $m_x^2 \Rightarrow$  POTENZA CORPOLENTE CONTINUA  $m_x^2$  DC Power
- o VALORE QUADRATICO MEDIO  $\bar{x}^2 \Rightarrow$  POTENZA MEDIA TOTALE  $\langle x^2(t) \rangle$  Total Average Power
- o VARIANZA  $V \Rightarrow$  POTENZA CORPOLENTE SARRONDELE ALIMENTAZIONE AC Power
- o DEVIAZIONE STANDARD  $\sqrt{V} \Rightarrow$  RMS Value della componente AC

### ESEMPIO 3.1.1

Consideriamo due processi stazionari  $v(t)$  e  $w(t)$  definiti da:

$$v(t) = t \cdot X \quad \text{e} \quad w(t) = t \cdot Y$$

con  $X$  e  $Y$  variabili aleatorie. Se siamo ora interessati alla PDF di  $X$  e  $Y$ , possiamo sempre comunque ricorrere alle PDF delle singole variabili.

Usando la definizione di variazione media e utilizzando le come ricordando che "t" (tempo) non è una quantità assiale:

$$R_v(t_1, t_2) = E[t_1 v(t_1) v(t_2)] = t_1 \cdot E[X] = t_1 \cdot X$$

$$\begin{aligned} R_w(t_1, t_2) &= E[w(t_1) w(t_2)] = E[(t_1 \cdot X)(t_2 \cdot Y)] = E[t_1 t_2 \cdot t_1 X \cdot t_2 Y] \\ &= E[t_1^2 t_2^2 \cdot (t_1 \cdot t_2) X \cdot Y^2] = t_1 t_2 \cdot (t_1 \cdot t_2) X \cdot Y^2 \end{aligned}$$

ma ugualmente per  $R_{vw}(t_1, t_2)$ :

$$R_{vw}(t_1, t_2) = E[t_1 v(t_1) w(t_2)] = t_1 \cdot E[Y] = t_1 \cdot Y$$

$$R_{wv}(t_1, t_2) = E[v(t_1) w(t_2)] = t_1 \cdot E[Y] = t_1 \cdot Y$$

Ora troviamo le autocorrelazioni:

$$\begin{aligned} R_{vv}(t_1, t_2) &= E[v(t_1) v(t_2)] = E[(t_1 \cdot X)(t_2 \cdot X)] = E[t_1 t_2 X \cdot X] \\ &= t_1 t_2 \cdot Y + t_2 X \cdot Y \end{aligned}$$

Se per caso  $X$  e  $Y$  fossero indipendenti allora  $XY = X \cdot Y$  e

$$R_{vv}(t_1, t_2) = t_1 t_2 Y + t_2 X \cdot Y = t_2 Y \cdot (t_1 \cdot X) = v(t_1) \cdot v(t_2)$$

e quindi i processi sono ancora P.A.

### STAZIONARITÀ IN SENSO LATO:

Un processo stazionario è **stazionario in senso lato** quando il valore medio  $E[V(t)]$  è indipendente dal tempo e l'autocorrelazione  $R_v(t_1, t_2)$  dipende solo dalla differenza  $t_1 - t_2$ .

Se assumiamo la seconda condizione, la stazionarietà in senso lato richiede che

$$E[v(t)] = m_v \quad R_v(t_1, t_2) = R_v(t_1 - t_2)$$

un processo ergodico soddisfa questa condizione, ma la **STAZIONARITÀ NEL SENSU STRICTO** è garantita perché il punto d'appoggio compreso nell'intervallo  $[t_1, t_2]$  sia compreso nell'intervallo  $[t_1 - \delta, t_2 + \delta]$  delle stime esatte.

Tuttavia un processo ergodico è **stazionario in senso stretto** se tutte le medie statistiche sono indipendenti dal tempo.

Se siamo un processo autoreversivo non sia necessariamente ergodico la sua autocorrelazione di autoreversibilità è analogo alla quantità di una regressione deterministica.

$$\gamma = t_1 - t_2$$

se prendendo  $t_1 = t$  e  $t_2 = t + \gamma$  ricaviamo la definizione di autocorrelazione  $R_v(t_1 - t_2)$  come:

$$R_v(\gamma) = E[v(t)v(t+\gamma)] - E[v(t+\gamma)]E[v(t)]$$

questa equazione mette in luce delle seguenti proprietà:

$$R_v(-\gamma) = R_v(\gamma)$$

$$R_v(0) = \gamma^2 + \sigma_v^2 + m_v^2$$

$$|R_v(\gamma)| \leq R_v(0)$$

quando la funzione di autocorrelazione ha un massimo pari a uno  
minimo a  $t=0$  si dice che è uguale al valore quadratico medio.

Per  $t > 0$   $R_N(t)$  riduce se diventa statisticamente  $R_N(t_1, t_2)$  e  $N(t+t_2)$  non sono più  
indipendenti da  $N(t+t_1)$  cioè:

$$R_N(t_0) = \overline{N^2} - m_N^2$$

Mentre ciò, se le funzioni cambiano tutto periodicamente, allora:

$$R_N(t \pm m_0) = R_N(t), \quad m = 1, 2, 3, \dots$$

• quando  $R_N(t)$  non ha un minimo per  $|t| > 0$

Se facciamo ad esempio la somma con base zendale, vediamo che la  
telecomunicazione viene ridotta così:

$$E[N(t)] = 0 \quad R_N(t_1, t_2) = \frac{1}{2} \text{cov}[N(t_1, t_2)] = R_N(t_1 - t_2)$$

quando facciamo scivola  $R_N(t) = A \cos(\omega t + \phi)$

Tuttavia questa somma compare  $E[N(t)] = \text{cov}[N(t, t)] = 0$  perché  $t_1 = t_2$   
e quindi  $R_N(t)$  non ha limite per  $|t| \rightarrow \infty$ .

Dal momento che il POTEVA PERDITA di un processo casuale che è la media  
statistica di  $\langle N^2(t) \rangle$  quindi

$$\text{P} \in E[\langle N^2(t) \rangle] = \langle E[N(t)] \rangle$$

Questo definisce le cosiddette potenze. Oltre alla precedente, che è la  
potenza media di un processo ergodico è  $\langle N^2(t) \rangle = P^2$ , oltre: un processo  
ergodico ha  $E[N^2(t)] = \langle N^2(t) \rangle$  e  $\langle EN(t) \rangle = E[N(t)]$  quando  $E[N^2(t)] = E[N(t)]^2$   
quindi la definizione di potenza media si riduce in questo caso a:

$$P = R_N(0)$$

Tutti i processi stocastici (in senso lato) di lunghezza infinita hanno  $R_N(0) \geq 0$   
così molte funzioni di spettrale sono negative di potenza perché è segnale  
di emisfero positivo.

### Processi Gaussiani

Un processo casuale viene detto Gausiano se tutte le funzioni marginali  
sono normali e PDE casuali sono le curve di distorsione  $V_t = V(t)$  sono funzioni  
gaussiane. Per determinare se il processo dato è gaussiano basta determinare  
se le forme del rispettivo cumuli.

I processi gaussiani giacciono su tutto l'insieme delle telecomunicazioni perché il modello gaussiano è  
molto ampiamente utilizzato.

Una volta determinato che il processo è gaussiano possiamo dimostrare alcune  
caratteristiche proprieta:

a) Il processo è completamente descritto da  $E[N(t)]$  e  $R_N(t_1, t_2)$

• Se  $R_N(t_1, t_2) = E[N(t_1)] E[N(t_2)]$  allora  $N(t_1) \text{ e } N(t_2)$  sono indipendenti e statisticamente

• Se  $N(t)$  soddisfa la condizione di stazarietà anziché lato, allora il processo è  
anche stazionario in senso stretto ed ergodico.

• Ogni operazione lineare su  $N(t)$  produce ancora un processo gaussiano.

## Siguiacci

### Potenza Spettrale

Quando un segnale circolare (o) è sinusoidale, sappiamo subito percorre un momento significativo della sua POTENZA SPECTRALE (G<sub>ff</sub>) come la distinzione della potenza media nel dominio delle frequenze.

In accordo con il Teorema di Wiener-Kintchine G<sub>ff</sub>(f) è dato dalla funzione di autocorrelazione R<sub>ff</sub>(τ) dalla trasformata di Fourier:

$$G_{ff}(f) = \frac{1}{2\pi} [R_{ff}(\tau)] \stackrel{\text{def}}{=} R_{ff}(0) e^{-\frac{1}{2\pi^2 f^2}}$$

e riceverà:

$$R_{ff}(\tau) = \frac{1}{2\pi} [G_{ff}(f)] \stackrel{\text{def}}{=} G_{ff}(0) e^{-\frac{1}{2\pi^2 f^2} \tau^2}$$

Quando l'autocorrelazione è più debole, oppure sono corrette dalla trasformata d'altre forme come nei casi dei segnali deterministici di potenza, le frequenze di G<sub>ff</sub>(f) non diventeranno

$$\int_{-\infty}^{\infty} G_{ff}(f) df = R_{ff}(0) = \sigma^2 = P$$

$$G_{ff}(f) \geq 0 \quad G_{ff}(0) = G_{ff}(P)$$

La trasformata pura detta del tutto (P) R<sub>ff</sub>(0) è reale e pura seconda W(f) reale puramente spettrale può essere di diverso tipo, comunque, non pura al massimo, ma le due a seconda della natura del segnale.

### Sovraesigenza e Trasduzione

Molti segnali, casui, possono essere così composti come somma di altri segnali basati su due componenti:  $\alpha(t)$  e  $w(t)$ , possono essere così composti:

$$R_{ww}(t_1, t_2) = R_{ww}(t_1) + R_{ww}(t_2)$$

se si procede:

$$Z(t) = \alpha(t) + w(t)$$

Allora:

$$R_z(t) = R_{ww}(t), \quad R_z(t) \neq [R_{ww}(t) + R_{ww}(t)]$$

mentre:

$$G_z(f) = G_{ww}(f) + G_{ww}(f) \neq [G_{ww}(f) + G_{ww}(f)]$$

Allora una unità detta P<sub>z</sub> CROSS-SPECTRAL DENSITY

$$G_{ww}(f) \triangleq \frac{1}{2\pi} [R_{ww}(f)]$$

la CROSS DENSITY SPECTRALE avendo spettro  $\alpha(t)$  e  $w(t)$  sono in corretto e  $R_{ww}(t) = 0$ , così:

$$R_{ww}(t) = R_{ww}(0) = 0$$

e sotto queste conclusioni:

$$R_z(t) = R_z(0) + R_z(t)$$

$$G_z(f) = G_{ww}(f) + G_{ww}(f)$$

$$\frac{1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} + \frac{1}{2\pi}$$

Quando avremo sovrapposizione di: Autocorrelazione, Potenza spettrale, Potenza Media.

Allora si verificherà che  $R_{ww}(t) = R_{ww}(0) = 0$  i segnali si dicono INCOERENTI

consideriamo ora il caso della modulazione di segnale tensione, definita come:

$$z(t) = v(t) \cos(\omega t + \phi)$$

dove  $v(t)$  è l'oscillazione e  $\phi$  è un angolo costante immagazzinato direttamente in  $v$  e in  $\phi$ . Se non è indicata in  $v(t)$  si deve considerare uno scostamento. Includendo il scostamento si ottiene la formula seguente per la scelta ottimale dell'oscillazione tensione quando  $v(t)$  è assorbita attraverso la tangente del seno.

Siccome la modulazione è un processo tempo variabile, dell'anno determinare  $R(z,t_2) = E[z(t_2)z(t)]$  prendendone l'attuale sia di  $v(t)$ .

Con l'approssimazione trigonometrica otteniamo:

$$\begin{aligned} R(z,t_2) &= \frac{1}{2} E[v(t)v(t_2)] \cos(\omega(t_2 - t)) + \frac{1}{2} E[v(t)\sin(\omega(t_2 - t))]^2 \\ &= \frac{1}{2} R_v(t,t_2) \cos(\omega(t_2 - t)) \end{aligned}$$

e quindi se  $t_2 = t_1 - t$  ottieniamo  $R_v(t) = \frac{1}{2} R_v(t) \cos(\omega t)$

e di conseguenza  $R_z(t) = \frac{1}{2} [G_v(P-P_c) + G_v(P+P_c)]$ .

Si può notare che il doppio di  $P$  rappresenta una frequenza d'interferenza spettrale di  $v(t)$ .

da cui si ricava che la modulazione è una specie di sovrapposizione (ovvero di un prodotto)

$$z(t) = v(t) \cdot w(t)$$

e se  $v(t)$  e  $w(t)$  sono indipendenti, è esattamente il caso, allora:

$$R_z(t) = R_v(t) R_w(t)$$

$$R_z(t) = G_v(t) G_w(t)$$

Si segue dal teorema della convoluzione,

Se  $x(t)$  è causale,  $H(s)$  è:

$$x(t) \rightarrow h(t) \rightarrow y(t)$$

Se assumiamo un generico segnale  $x(t)$  causale ad un'etica o a qualche sistema LTI con funzione di trasferimento  $H(s)$  ottieniamo in uscita un segnale

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda) x(t-\lambda) d\lambda$$

Siccome la convoluzione è un'operazione lineare, allora un singolo segnale produce un singolo segnale. Questa proprietà viene descritta da  $M_H$  e  $R_{H(t)}$ .

Queste relazioni possono essere ricavate da  $H(s)$  e  $H(t)$  e possono essere valide anche nel caso non causale.

Supponiamo che  $H(s)$  sia reale così che  $x(t)$  sia reale. Assumiamo anche che  $x(t)$  è un segnale di potenza telecronico, a cui  $H$  risponde in modo stabile. Sotto queste condizioni,  $y(t)$  sarà sicuramente un segnale di potenza telecronico e la crescita causale uscirà inviolata sotto la convoluzione con la funzione impulso.

$$R_{yx}(t) = h(t) * R_x(t)$$

La prova di questa relazione inizia con  $R_{yx}(t_1, t_2) = E[y(t_1)x(t_2)]$  ricavando  $y(t)$  e inserendolo nella relazione ottenuta:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda)x(t_1 - \lambda)d\lambda$$

$$R_{yx}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda)E[x(t_1 - \lambda)x(t_2)]d\lambda$$

allora, essendo  $x(t)$  stocasticio:

$$E[x(t_1 - \lambda)x(t_2)] = R_x(t_1 - \lambda, t_2) = R_x(t_1 - \lambda + t_2)$$

infine ricavando  $t_2 - t_1 =$

$$R_{yx}(t_1, t_1 - \lambda) = R_{yx}(\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda)R_x(\lambda) d\lambda$$

quindi

$$R_{yx}(\lambda) = h(\lambda) * R_x(\lambda)$$

Procedendo allo stesso modo è possibile ricavare dell'uscita  $y(t)$ :

$$R_y(\tau) = h(-\tau) * R_{yx}(\tau) = h(-\tau) * h(\tau) * R_x(\tau)$$

Si dimostra il fatto che  $y(t)$  è un processo stocastico con uscita Poi.

Da questo ultimo risultato segue che la intensità spettrale  $R_y(\tau)$  è:

$$G_y(\tau) = |H(\tau)|^2 G_x(\tau)$$

e di conseguenza:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\tau)|^2 G_x(\tau) d\omega$$

$$\bar{G}_y = R_y(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(0)|^2 G_x(0) d\omega$$

Inoltre il valore medio dell'uscita è:

$$m_y = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda) d\lambda M_x = H(0) m_x \quad \text{con } H(0) = \text{guadagno dc}$$

## RUMORE TERMICO E POTENZA DISPONIBILE

(6)

Rumore Termico è Rumore prodotto dal movimento casuale delle particelle (reflessioni) nel conduttore.

Dalla teoria cinetica l'energia media delle particelle alla temperatura costante  $T$  è proporzionale a  $kT$  dove  $k$  è la costante di Boltzmann; noi qui noi ci appelliamo del rumore termico aumentato dell'aumento della temperatura.  
Quando una reazione mettere in moto la temperatura. L'equazione termica degli elettroni produce una tensione di rumore sul termometro che si misura con la teoria del calore centrale determinando una distribuzione gaussiana con rapporto medio zero e simmetrica.

$$\overline{v^2} = \sigma_v^2 = \frac{2(\pi k T)}{3R} R = \frac{V^2}{3R}$$

dove  $T$  si misura in Kelvin ( $K$ )

$$k = \text{costante di Boltzmann} = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

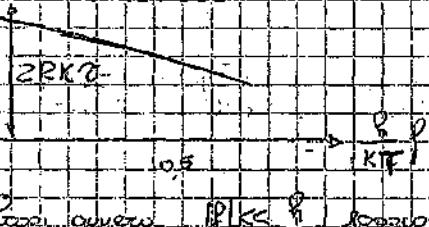
$$R = \text{costante di Planck} = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ J/sec}$$

la presenza della costante di Planck indica che entra in gioco anche la teoria quantistica.

Questa teoria mostra anche che lo spettro si riduce a:

$$G_0(p) = \frac{2RP}{P^2 + k^2} = \frac{V^2}{V^2 + k^2}$$

$G_0(p)$



Se per valori di frequenza  $f_{\text{cav}}$ , avremo  $p/kT \approx \frac{kT}{R}$  possiamo ridursi a:

$$G_0(p) \approx \frac{2RkT}{(1 + RkT)^2} \approx \frac{2RkT}{RkT} = 2$$

## RUMORE BIANCO

come si può rispettare che genericamente, molti elettronici sono galleggiante e hanno una densità spettrale detta da una larga banda di frequenze.

Una spettacolare fra tutte le componenti spettrali dello spettro è la banda su tutte le frequenze detta il RUMORE BIANCO.

In rumore bianco c'è un modello molto utile e spesso molto adattato nelle comunicazioni, e l'asimmetria di un processo generico, che permette di riflettere le proprietà del rumore bianco, ma a seconda delle sue posizioni avere diverse di modelli più complessi di rumore.

La densità spettrale del rumore bianco è:

$$G_m(P) = \frac{N_0}{2}$$

Densità spettrale di potenza

che rappresenta la densità costante anche in media standard. Inoltre la corrente induce il fatto che la spettacolare è divisa in frequenze positive e negative.

$$G_m(P)$$

$$N_0$$

$$\delta f$$

$$N_0$$

$$\delta f$$

oppure un'altra soluzione considerando solo celle serrate parallele meglio.

Secondo questo criterio la densità spettrale è:

La densità di autocorrelazione per il rumore bianco segue direttamente da l'equazione di Fourier di  $G_m(P)$

$$R(\tau) = N_0 S(\omega)$$

Perché non risponde da due soli, il tipo di rumore, è la tipica di densità spettrale della sorgente è tecnica (casuale) oppure l'azione quindi sulla sorgente.

$$N_{av} = 4RKT \rightarrow \text{per la tensione}$$

$$N_{av} = 4KT/2 \rightarrow \text{per la corrente}$$

Per definizione oggi, ragionevole, rumore tecnico. Poco densità spettrale definita su una sola banda.

Alla sorgente di rumore bianco possono essere sorgenti tecniche, come anche se non sono determinati dalla temperatura fisica, come definito la temperatura di rumore come

$$T_b = \frac{2G_m(P)}{N_0}$$

quindi cominciamo la temperatura di rumore

$$N_0 = K T_b$$

## RUMORE FILTRATO

Se ora l'oscillazione fosse un rumore tecnico generico  $x(t)$  con densità spettrale  $G_x(P) = N_0/2$  in un filtro si avrebbe la densità spettrale  $H(P)$ , risultato però ancora un rumore generico deciso da

$$G_y(P) = \frac{N_0}{2} H(P)^2$$

Densità spettrale

$$R_y(\tau) = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

Totale

$$S^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df$$

Se frequentiamo un elemento  $\langle P \rangle$  la prima sequenza avrà  $G_y(P)$ , ma non avrà  $G_x(P)$ .  
 Più denso è l'elenco  $P$  di uno zetauro, più calo frende  $\langle P \rangle$  avrà una  $G_x(P)$ .  
 Quindi il quodagno di uno zetauro tipico produce rumore di fondo che comunque funzionalmente lo somma alla sequenza formata dal filtri.

Se frequentiamo od esempio tutti gli elementi associati con quodagno umilizio e la sequenza di  $B$  avremo:

$$M_B$$

$$-B \quad B$$

$$G_y(P) = \frac{N_0}{2} \pi \left( \frac{g}{2B} \right)$$

$$R_y(P) = N_0 B \sin \frac{\pi}{2} B g$$

vediamo come che la spettralita' sia costante e proporzionale alla banda del filtri.  
 $g = N_0 B$  Potenza.

### L'Approssimazione di Bande Equivalente

Un rumore sonoro tipico ha generalmente potenza media finiti. Per approssimare questa proprietà chiamiamo "la potenza media di zetauro"  $N$  e scriviamo la potenza come:

$$N = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(P)|^2 dP = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(P)|^2 dP$$

Notiamo che l'equazione discende solo dalla sommazione di trasferimento. Definiamo ora la Bande Equivalente di Rumore.

$$B_N = 1 \int_{-\infty}^{+\infty} |H(P)|^2 dP$$

dove

$$g = |H(P)|^2_{\text{max}}$$

Se sta per rapporto di spettralità della sequenza reale, quindi la potenza di zetauro sarà:

$$N = g N_0 B_N$$

Evidentemente quest'ultima vediamo che gli effetti del filtri vanno via, la SELETTIVITÀ della FREQUENZA descritta da  $B_N$  è il quodagno di zetauro rappresentato da  $g$ .

Bu' equivalente alla Progressione di Bande di un ottico ideale



## (P)

### AWGN Adaptive White Gaussian Noise

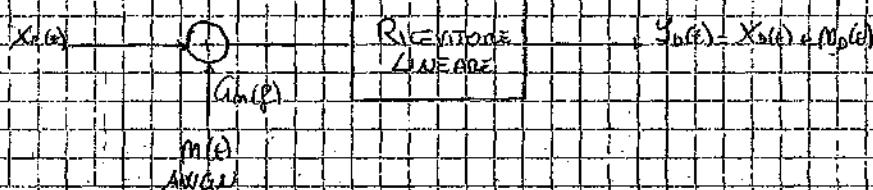
La contaminazione di uno segnale digitale è risonare, di solito ha effetto additivo, nel dominio del tempo.

Il rumore spezzato si associa all'interazione tra il rumore tra la sorgente e il ricevitore.

A scopo di analisi, il rumore viene raggruppato con un solo ruono e nominato  $\epsilon$  segnale  $X_D(t)$  all'interno del ricevitore. Inoltre il ricevitore è considerato diviso in tre sezioni: un segnale generato da messaggio e rumore.

$$Y_D(t) = X_D(t) + M_D(t)$$

dove  $X_D$  = segnale a destinazione  
 $M_D$  = rumore a destinazione



La potenza totale in uscita è data dal rapporto  $\frac{P_o(t)}{P_s(t)}$

Per calcolare questa media, consideriamo il segnale come funzione composta di un generico processo ergodico assumendo due campioni  $t_1$  e  $t_2$ :

1- Il rumore arriva da un processo ergodico con varianza nulla e densità spettrale  $G_m(f)$

2- Il rumore è un componente indipendente del segnale e quindi incorrelato da esso.

Se queste condizioni vengono fatte, la media statistica del rapporto  $\frac{P_o(t)}{P_s(t)}$  sarà uguale a zero perché  $X_D(t)$  e  $M_D(t)$  sono autocorrelati. Quando la media statistica di  $\frac{P_o^2(t)}{P_s^2(t)}$  produce un rapporto

$$\frac{P_o^2}{P_s^2} = \frac{X_D^2}{M_D^2}$$

che significa che ottengo in uscita il denontratore del segnale e l'ammortore del rumore.

Questo permette di stabilire la distinzione tra la potenza del segnale desiderato e quella del rumore.

Introduciamo la notazione:

$$S_D = \overline{X_D^2} \quad N_D = \overline{M_D^2}$$

così faccio avere:

$$\frac{P_o^2}{P_s^2} = \frac{S_D}{N_D}$$

Il Rapporto Seziale Ruttore sono quindi definito dal rapporto tra la potenza del segnale e la potenza del rumore.

$$(S/N)_D = \frac{S_D}{N_D} = \frac{\overline{X_D^2}}{\overline{M_D^2}}$$

(Si misura in decibel [dB])

Questa rapporto garantisce importanti e pratiche informazioni sul ruolo di cui cui il segnale è coinvolto nel rumore e rappresenta della potenza del segnale e del rumore sono molto simili e quindi il loro rapporto è vicino a 1. Questo è quanto mai importante per calcolare  $S_D$ . Infatti, possiamo misurare la potenza totale  $S_D$  ( $X_D=0$ ) e poi misurare  $N_D = S_D - N_D$  con il segnale di fu-

$$\frac{S_D}{N_D} = \frac{(S_D + N_D)}{N_D} = (S/N)_D + 1$$

Se il rumore ha distruzione Gaussiana, allora viene chiamato AWGN  
 ovvero Additive White Gaussian Noise (Rumore Additivo Gaussiano Bianco)  
 che viene detto quanto come modello.

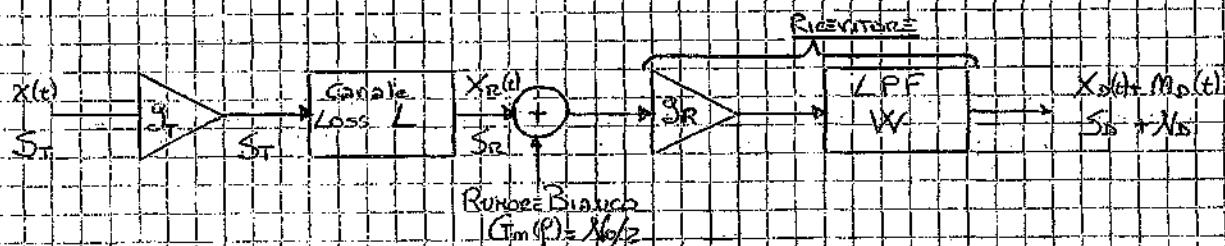
(23)

In ogni caso di Rumore Bianco, la densità del rumore può essere espressa in termine di temperatura di rumore. In risposta all'ingresso dell'oscillatore.

$$N_0 = K_B T_0 = K_B (T_0/f_0) \approx 4 \cdot 10^{-2} (T_0/f_0) \text{ W/Hz}$$

dove:  $T_0$  = Temperatura Standard  $\approx 290^\circ\text{K}$   
 $K_B$  = Costante di Boltzmann.  
 $K_B = 4 \cdot 10^{-2} \text{ J}$

### Trasmissione Analogica in Banda Base



Il messaggio è costituito da un segnale analogico in banda base che viene inviato ricevitore al ricevitore.

Come modello assumiamo che il segnale trasmettuto sia un processo ergodico caratterizzato da una banda  $W$ , in modo che la densità spettrale  $X(t)$  sia contenuta nello spettro trasmesso per  $|f| > W$ .

Il canale viene detto come  $N_0$  di disturbo sulla Banda  $W$  così che

$$X_R(t) = Kx(t - t_d)$$

dove:

$K$  = amplificazione totale

$t_d$  = ritardo del sistema.

La potenza media del segnale trasmettuto è  $S_x \approx X$ .

Esempio: Il canale  $N_0$  è distaccato, e quindi non richiedendo equalizzazione, sia il ricevitore di un telespettatore comune con soltanto il segnale in ingresso qualsiasi di potenza  $S_R$  e  $S_I$ , in grado di comprendere le potenze dei canali. Potremo quindi distinguere la potenza trasmessa, ricevuta e di distorsione come:

$$S_I = g_I X^2 = g_S S_x \quad S_R = X^2 = S_I / \gamma \quad S_D = X^2 = g_R S_x$$

Il filtre presente in ricezione ha il compito di filtrare il segnale riducendone

il rumore che arriva a debole intensità dal filtre. Esso ideale e non nelle forme più semplici le componenti di rumore fuori dalla banda del segnale, quindi permettendo di dire che la potenza del rumore al destinatario sarà:

$$N_0 = g_R N_0 W \quad \text{essendo } B_W = B - W$$

Quindi calcoliamo il rapporto SNR di identificare

$$(S/N)_0 = \frac{S_R}{S_D} = \frac{S_R}{N_0 W} = \frac{S_x}{N_0 W}$$

che vediamo dipendere da: Potenza Segnale ricevuto, Densità del rumore, larghezza Banda. Sappiamo inoltre dedurre il rumore  $N_0 = K_B T_0$  e quindi

$$(S/N)_0 = \frac{S_x}{N_0 W} = \frac{S_x}{K_B T_0 W} \quad B_W = 1 \text{ MHz} \quad \text{normalizzato a } 1 \text{ miliWatt}$$

$$= 10 \log \frac{S_x}{K_B T_0 W} + 174 - 10 \log \left( \frac{T_0}{P_{av}} \right)$$

$$\text{in dB sarà: } (S/N)_0 = 10 \log \frac{S_x}{K_B T_0 W} + 174 - 10 \log \left( \frac{T_0}{P_{av}} \right)$$

$$T_0 = 290^\circ\text{K}$$

$$K_B = 4 \cdot 10^{-2}$$

Il rapporto segnale/Rumore è definito come rapporto del P. guidatore del ricevitore di stazione radio a frequenza S rispetto al P. rumore desiderato alla uscita. Considerando l'equazione (S/N), può essere subito percepito il centro di amplificazione e facile risalire prima dell'oggiante del rumore. Se vogliamo stabilizzarla:  $S/N = S_r / I_{\text{noise}}$  definiscono di  $(S/I)$ .

$$(S/I) = \frac{S_r}{I_{\text{noise}}} = L_{\text{noise}}$$

In questo modo ragioniamo sul P. Rumore diretto della ricezione di trasmissione e della Punghezza del canale (inversamente proporzionale alla distanza "Lnoise")

Risulta: il rapporto radio RUMORE e P. rumore (S/I), risulta facile, ponendo valore delle componenti con riguardo ai valori più migliori. Per miglioramento del sistema. In particolare, se ora cessa la funzione di dividere il processo di trasmissione (canale P) in due parti uguali ovvero, rispetto a  $L_1$ , è sufficiente un amplificatore alla fine di ogni tratto con densità di rumore  $I_1$ . Il segnale in uscita avrà:

$$(S/I)_1 = \frac{S_r}{I_{\text{noise}}_1} = \text{P. denso direttamente dalla precedente}$$

Il P. guidatore dell'amplificatore sarà dato da confrontare P. fidelità di quel tratto. Quando si è consapevole che dunque in un tratto uguali con un amplificatore, oltre a maneggiare un rapporto  $(S/I)$  si ha:

$$(S/I)_1 \cdot (S/I)_2 = \frac{S_r}{I_{\text{noise}}_1} \cdot \frac{S_r}{I_{\text{noise}}_2} = L_1 (S/I)$$

che accappona con la trasmissione diretta. Risulta una riduzione del  $S/I$  di un fattore  $L_1$ .

### ESEMPIO 4.1

Consideriamo una situazione ovunque un canale con perdita  $L = 140 \text{ dB} = 10^4$  e  $T_{\text{av}} = 5 \text{ K}$ . Si ragiona su un trasmettore audio con la fidelità con  $\text{P. max} = 20 \text{ kHz}$  e  $(S/N)_0 \geq 60 \text{ dB}$ . Dovrebbe necessariamente essere di quantità doveva avere

$$S_r \text{ dBm} + 17 - 10 \log(5 \cdot 20 \cdot 10^{-3}) \geq 60$$

quando  $S_r \geq -64 \text{ dBm} \approx 1 \cdot 10^{-9} \text{ W}$ .

e lo spettro trasmissore dovrà essere  $S_t = 15 \geq 1 \cdot 10^{-9} \text{ mW} \approx 10 \text{ mW}$

Sembra a questo punto chiaro che non possiamo trasmettere 10 mW su un canale quando dovremmo lavorare con una radio nel punto centrale in modo che  $L = 10 \text{ dB} = 10^1$ , ottenendo così un fattore di maneggiamento pari a:

$$\frac{L}{10^1} = \frac{10^4}{2 \cdot 10^1} = 5 \cdot 10^2$$

che significa passare lo spettro di trasmissione da 10 mW a 5 mW.

$$S_t > \frac{4 \cdot 10^{-9} \text{ mW}}{5 \cdot 10^2} = 8 \text{ mW}$$

A questo punto l'esigenza diventa: Si considera  $T_{\text{av}} = 10 \text{ e } 27 \text{ mK}$  in modo da avere una maggiore di sicurezza.

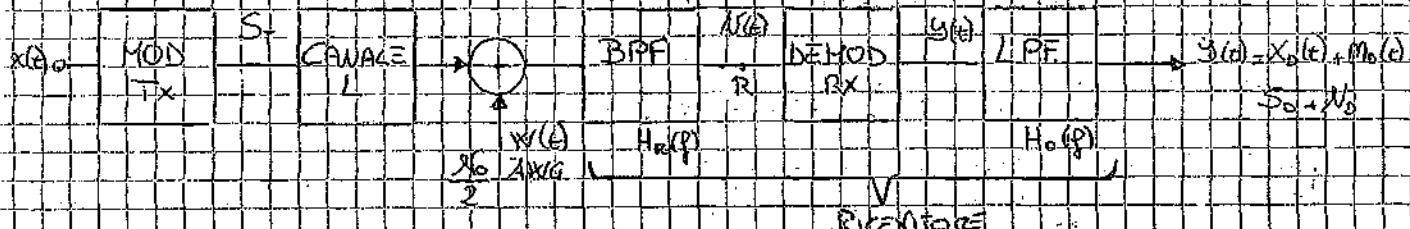
# RUMORE NELLA TRASMISSIONE PASSA BANDA Cap 10

(75)

Ricordando che un rumore semplice è somma di rumore in Banda. Poiché il rapporto segnale rumore al concatenazione ( $S/N$ ), è indipendente dal quadrato dell'ampiezza del segnale in ricezione ed è pari ad:

$$\frac{(S/N)_0}{(S/N)} = \frac{S_0}{S} = \frac{S_0}{S_0 + N_0} \text{ che definiscono in questo caso} = \gamma$$

che studiamo un sistema Passa banda:



I due filtri in ricezione BPF e LPF possono trasmettere essere collegati nel ricevitore o nel demodulatore. L'utilità di LPF non basta alla catena. Se ricopriremo la banda intera esiste un effetto di Pre-enfasi parallela.

Imponendo richiamo  $S/N$  in uscita, l'unico è l'unico il processo di calcolo per ottenere da  $N(t)$  nel punto R. (firma del Demodulatore).

$$N(t) = x(t) + m(t)$$

$x(t)$  non viene influenzato dal filtre

$\rightarrow$  BPF  $\rightarrow$  Banda eq. di Rumore.  
(P può non essere centrato)

La potenza del rumore totale:

$$\langle N^2(t) \rangle = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_R(p)|^2 dp = N_0 \cdot 2B_T = N_0 B_T = N_R$$

$$(S/N)_0 = S_0/N_0 = S_0 \cdot W = \gamma \cdot \left(\frac{W}{B_T}\right) = \left(\frac{S}{N}\right)_n$$

Perpendendo il permettente di riconoscere il rumore col quale ha un compromesso con la ricezione in banda base, riuscendo così col avere un fattore di tensione tensione.

Notiamo subito che  $(S/N)_0$  in Passa Banda è minore di quello in Banda base, sempre  $N/B_T < 1$

$$(S/N)_n < \gamma \text{ e } \Rightarrow (S/N)_0 < \gamma$$

Ora studiamo come varia il rapporto S/N quando P segnale P varia da P demodulatore.

Prendiamo una funzione composta di rumore e segnale  $m(t)$  che riceviamo ovvero la proprietà:

$$m = 0 \quad m^2 = \bar{m}_1^2 = N_R$$

Possiamo scrivere nella forma equivalente Passa Banda, ovvero con le due componenti in Banda e quadratura.

$$m(t) = m_1(t) \cos(\omega t) - m_2(t) \sin(\omega t)$$

Il rumore è un segnale statistico conosciamo media, varianza ecc, ma non conosciamo comunque anche quelle di  $m_1$  e  $m_2$ . Possiamo dire che sono anche Passa banda, sia comune e gaussiana, insomma.

$$E[m] = E[m_1] = \bar{m}_1 = \bar{m}_2 \text{ se i quanti } E[m] = \bar{m} = 0 \text{ quindi } \bar{m}_1 = \bar{m}_2 \text{ insomma } \bar{m}_1 = \bar{m}_2 = 0$$

$$\bar{m}_1(t) \cdot \bar{m}_2(t) = 0 \quad e \quad \bar{m}^2 = \bar{m}_1^2 + \bar{m}_2^2 = N_R$$

Quindi le variabili statistiche  $\bar{m}_1$  e  $\bar{m}_2$  sono indipendenti, in ogni istante il quarto di P.D.F. è la metà di due P.D.F. Gaussiane identiche.

Svolgendo l'analisi nella forma possiamo mettere due vettori:

$$m_{sp}(t) = \frac{1}{2} [m(t) + j m^*(t)] e^{-j\omega t}$$

$$m_{sp}(t) = \frac{1}{2} [m(t) + j m_q(t)]$$

e ugualmente  $m(t)$  otterremo un vettore simile scritto così.

$$m(t) = m(t) \cos(\omega t) + m(t) \sin(\omega t)$$

$$m_q(t) = m(t) \cos(\omega t) - m(t) \sin(\omega t)$$

rispondono rispettivamente a  $m_i$  e  $m_q$  scritto da  $m(t)$ .

Se ricordiamo che  $m(t) = \frac{1}{2} [m(t) \cos(\omega t) + m(t) \sin(\omega t)]$

quando  $m(t)$  non è più che un vettore composto da un effetto, e per le proprietà di un vettore possiamo dire che  $m(t)$  è una somma di questo vettore e di uno vettore parallelo, e questo vettore parallelo ha la stessa lunghezza.

Rispondono quindi a ciò che dice che

$$m_i \text{ e } m_q \Rightarrow \text{sono componenti ortogonali}$$

Studiamo ora il rapporto dei risultati ottenuti. Permette di avere proprietà immediatamente valide delle funzioni di Correlazione.

Ricordiamoci che la formula donata dalla legge della densità probabile del trascinatore è

$$m_{sp}(t) = \frac{1}{2} [m(t) + j m^*(t)] e^{-j\omega t} \quad \text{con } m(t) \text{ trasformata di Hilbert di } m(t)$$

Per confrontare tra loro le quantità si ha:

$$\frac{1}{2} [m(t) + j m^*(t)] = m_{sp}(t) \Rightarrow m_i(t) = m(t) \cos(\omega t) + m(t) \sin(\omega t)$$

$$m_q(t) = m(t) \cos(\omega t) - m(t) \sin(\omega t)$$

In queste due espressioni ricaviamo molte informazioni, facendo dell'analisi della trasformata e alla dimostrazione della linearità del filtre di Hilbert nello studio del rumore.

$$(m_{sp})^* = m_p(t)$$

$$R_{m_{sp}}(t) = R_m(t)$$

$$R_{mm}(t) = R_m(t)$$

$$R_{mm}^*(t) = -R_m(t)$$

cioè:

$$R_m(t) = \text{trasformata di Hilbert di } R_{m_{sp}}(t)$$

$$R_m(t) = \hat{R}_m(t) \otimes R_m(t) \quad \text{con } \hat{R}_m(t) = \frac{1}{T} \int_0^T$$

Vediamo a questo punto la funzione di autocorrelazione della componenti  $m_i$  e  $m_q$ :

$$\begin{aligned} R_{m_i}(t, t-\tau) &= E[m_i(t)m_i(t-\tau)] = R_{m_i m_i}(t, t-\tau) \\ &= \bar{m}_i m(t) m(t-\tau) \cos(\omega t) \cos(\omega(t-\tau)) + m(t) \bar{m}(t-\tau) \cos(\omega t) \sin(\omega(t-\tau)) + \\ &\quad + \bar{m}(t) m(t-\tau) \sin(\omega t) \cos(\omega(t-\tau)) + \bar{m}(t) \bar{m}(t-\tau) \sin(\omega t) \sin(\omega(t-\tau)) = \\ &= \frac{1}{2} [R_m(t) + R_m^*(t)] \cos(\omega t) \cos(\omega(t-\tau)) + [R_{m_i m_i}(t) - R_{m_i m_i}^*(t)] \sin(\omega t) \sin(\omega(t-\tau)) + \\ &\quad + [R_m(t) - R_m^*(t)] \cos(\omega t) \sin(\omega(t-\tau)) + [R_{m_i m_i}^*(t) + R_{m_i m_i}(t)] \sin(\omega t) \cos(\omega(t-\tau)) \end{aligned}$$

ora scriviamo meglio uscendo le espressioni (1) alle precedenti

$$R_{m_i}(t, t-\tau) = R_m(t) \cos(\omega t) + \hat{R}_m(t) \sin(\omega t)$$

che è INDEPENDENTE da  $t$

Stesso risultato lo otteniamo seguendo i medesimi passaggi con la componente in quadratura ( $\text{Im}(t)$ ) quindi:

$$R_m(t) = R_m(t) - R_m(t)\cos\omega t + R_m(t)\sin\omega t$$

quindi la componente in quadratura è STAZIONARIA ed ha AUTOCORREZIONE identica a DEVIATA SISTEMALE identica alla componente in fase.

Per ottenere la doppia spettre di sollecito riconoscere le componenti della relazione effettiva occorre vedere:

$\Im_2[R_m(t)\cos\omega t] = \frac{G_m(P-P_c)}{2} + \frac{G_m(P+P_c)}{2} \Rightarrow$  si obietta la modulazione del P.  
ora secondo la proprietà delle componenti spaziali occorre

$$\Im_2[R_m(t)] = \Im_2[R_m(t)] = \Im_2[\Re_m(t)] = G_m(P) \cdot (-j\operatorname{sgn} P)$$

quindi:

$$\Im_2[R_m(t)\sin\omega t] = \Im_2[R_m(t)\cos(\omega t - \pi/2)] = \\ = \frac{1}{2} [j\operatorname{sgn}(P-P_c)G_m(P-P_c)] + \frac{1}{2} [-j\operatorname{sgn}(P+P_c)G_m(P+P_c)]$$

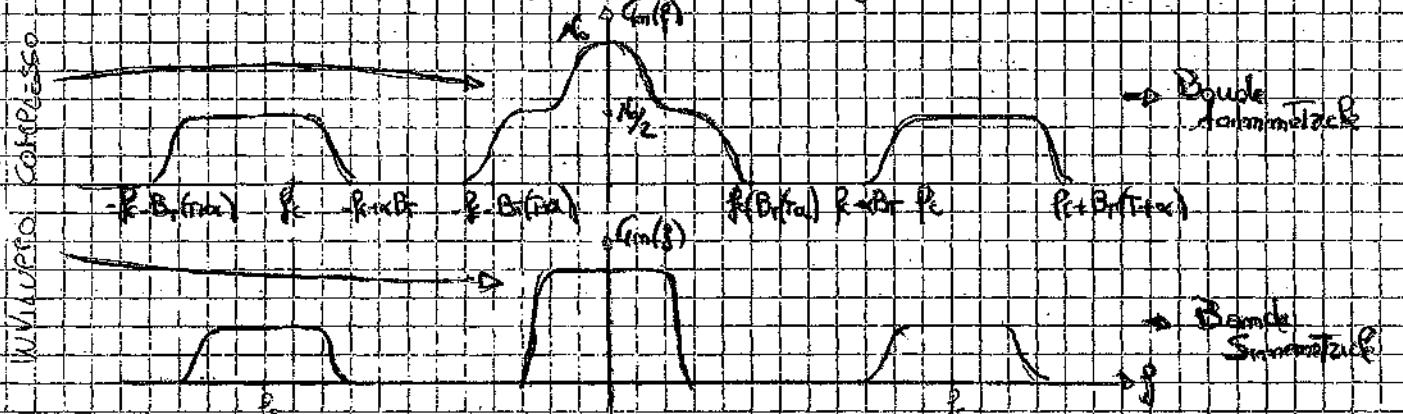
dunque possiamo considerare:

$$G_{m_1}(P) = G_{m_2}(P) = \frac{1}{2} [1 + \operatorname{sgn}(P+P_c)]G_m(P+P_c) + \frac{1}{2} [1 - \operatorname{sgn}(P-P_c)]G_m(P-P_c) \\ G_m(P) = G_m(P_c)U(P_c) + G_m(P+P_c)U(P+P_c) + G_m(P-P_c)U(P-P_c)$$

che si può riassumere a:

$$G_{m_1} = G_{m_2}(P) = G_m(P-P_c)U(P-P_c) + G_m(P+P_c)U(P+P_c)$$

in quanto le componenti  $P < -P_c$  e  $P > P_c$  vengono rimosse.



possiamo ora eseguire una somma diretta per le componenti in quadratura, in quadratura allendendo:

$$R_{m_1, m_2}(t) = R_m(t)\sin\omega t - R_m(t)\cos\omega t$$

$$\Im_2[R_{m_1, m_2}(t)] = \Im[G_m(P+P_c)U(P+P_c) - G_m(P-P_c)U(P-P_c)]$$

Se  $G_m(P)$  è simmetrica rispetto a  $P_c$  allora la parte destra dell'equazione è nulla per ogni valore di  $P$ . Questo significa che  $R_{m_1, m_2}(t) = 0$  per ogni valore di  $t$  e quindi la componente in quadratura non è corrente e quindi la componente in quadratura.

Se  $P_c$  è a zero allora  $G_m(P) = 0$  quindi:

$m_1, m_2$  corazzati?

$m_1, m_2$  conduttori? Sono conduttori perché sono galvanici, o placcati.  
 $m_1, m_2$  indipendenti  $\Rightarrow$  INDETERMINATO cioè non inverso

Ora sciviamo tutto su  $m(t)$  e  $m_0$ , quindi possiamo calcolare quella che occorre quando accendo a chi spiega come modulazione.

(D.4)

$$A_m(t) = \langle A_m(t) \rangle$$

$$\phi(t)$$

$$\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$G(p) = \lambda_0$$

$$x(t)$$

Sa.



$$BPF$$

$$H(p)$$

$$x(t) + \phi(t) + m(t)$$

$$D_m$$

$$g(t)$$

$$LPF$$

$$H_0(p)$$

$$y(t) = g(t) H_0(p)$$

$$y_0(t)$$

PM

FM

Rivelatore Sincrono

Rivelatore d. Inviluppo

PM

FM

## RIVELAZIONE DSB

Per riuscire a distinguere uno Rivelatore Sincrono DSB ideale, che educe la componente in linea del segnale  $m(t)$

$$x(t) = A_c x(t) \cos(\omega_c t)$$

$$m(t) = x_0(t) + m_0(t) \Rightarrow [A_c x(t) + m_0(t)] \cos(\omega_c t) - m_0(t) \sin(\omega_c t)$$

$y(t) = x_0(t) + m_0(t)$  quindi se il Rivelatore di Rivelazione può estrarre correttamente un Rivelatore Basso Ideale LPF di banda  $K$  allora la uscita risulta diversa.

$$y_0(t) = x_0(t) + m_0(t)$$

Rivelatore che a segnale un'onda e il rumore crea intere come additivo, e la componente non modulata viene considerata rumore dal rivelatore.  
Quindi se il filtre di frequenziazione ha una banda relativamente ampia come banda  $B_f = 2K$  e centrale su  $\omega_c$ , allora lo spettro di rumore non esiste di fatto come somma del rumore.

$$\text{quindi } \rightarrow G(p) \propto \omega_c - \frac{\pi}{(V/2\pi)}$$

Se non è altro che il rumore si ritiene trascurabile.

Sotto queste condizioni non bisogna trascurare il filtro di Rivelazione dato che il filtro spaziale  $G(p)$  del rivelatore non esiste.

Riduzione per  $R = 5\%$

$$N_0 = \overline{m^2}$$

$$S_0 = A_c^2 \overline{x^2} = A_c^2 p$$

$$S_0 = \overline{x_0^2} = A_c^2 p$$

Densità dell'onda del rumore  
dato il dinod.  
Banda LPF

quindi otteniamo:

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{S_0}{N_0} = \frac{2S_0}{N_0 B_f} = 2 \left( \frac{p}{N_0} \right)$$

$$N_0 = N_0 + K$$

oppure, escludendo  $B_f = 2K$

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{S_0}{N_0 + K} = \frac{1}{2} \Rightarrow DSB$$

Quando un ricevitore DSB con rivelatore sincrono ideale ha le stesse caratteristiche di rumore e sintonizzazione analogica con banda  $K$ .

## RIVELATORE AM

Si ammette, seppure sotto e' spesso corrente delle PdP al centro dello AM, questa regola:

$$x_c(t) = A_c [1 + \mu X(t)] \cos(\omega t)$$

con  $\mu = 1$  per una PdP.

Se il circuito ricevuto include un IC-Block ideale si ha:

$$B_p(t) = A_c x(t) + m_i(t)$$

quando  $S_D = A_c^2 S_x$

$$N_0 = m_i^2$$

ma quando consideriamo il contributo della particolare arca modulata avremo:

$$S_p = A_c^2 (1 + S_x)$$

$$\Rightarrow S_D = \frac{2 S_x S_p}{(1 + S_x)}$$

quindi

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{S_D}{N_0} = \frac{2 S_x (1)}{1 + S_x N_0} = \frac{S_x}{1 + S_x} \xrightarrow{\text{per } S_x \ll 1} AM$$

Questo rapporto è legato al rapporto di  $S_x$  in questo  $\left(\frac{S}{N}\right)_0 \leq 1$  se  $S_x \ll 1$ .

La modulazione pura ( $\mu=1$ ) corrisponde a  $S_x = \frac{1}{2}$  e quindi  $\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \sqrt{3}$ . Se è un arca  $S_D$  inferiore allo  $S_D$  con un solo fotodiodo della maggior parte dei casi  $S_x < 0.1$  e AM è circa 10dB inferiore allo DS.

Le stazioni di Telesommissioni AM utilizzano questo problema come indicatore di comprensione di volume e possibilità di ricezione del segnale modulante per mantenere la tensione assegnata rispetto alla maggiore parte del tempo. Queste tecniche però solitamente dicono poco.

## RIVELATORI SSB

Nella modulazione SSB si distinguono con facilità fra le diverse forme un rapporto in ricezione del tipo:

$$x_c(t) = A_c [x(t) \cos(\omega t) \pm x(t) \sin(\omega t)]$$

avendo sempre  $B_p = W$  e potenza media  $S_D = A_c^2 S_x$ .

La modulazione rimanda alla stessa la componente con periodo  $T$ , in entrambi i casi.

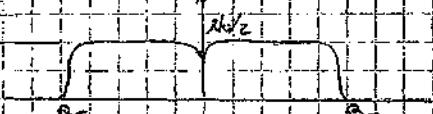
$$y_o(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) + m_i(t)$$

così:

$$S_D = A_c^2 S_x = S_R$$

Se da coda su uno dei due SII di un filto linea ideale di spettro  $\frac{W}{2}$  si ha:

$m_i(t)$  arca della PdP:



quindi:

$$\text{Cav.}(P) = \frac{N_0}{2} \pi \left(\frac{W}{2\pi}\right)$$

$$N_0 = m_i^2 = x(t)^2$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \left(\frac{S}{N}\right)_c = 8 \quad \Rightarrow \quad SSB$$

Vediamo quindi che lo SSB produce gli stessi risultati, in termini di rapporto segnale rumore, della modulazione DS.

## RIVELATORI VSB + C

Analizziamo adesso il SWP in un rivelatore VSB con portanti. Se lo portante principale è nullo la corrente sarà di 0, altrimenti il rivelatore di buona precisione e bassa risoluzione è equivalente a un solo portante. Lo stesso della SSB.

Il segnale è ancora binario. Lo stesso da uno AM con tutte le componenti controllate con una sola portante. Quindi:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{S_p}{1+S_x} \left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{S_p}{1+S_x} \cdot \frac{S_p}{1+S_x + N_0/W} \Rightarrow VSB + C$$

assumendo  $B_f \ll W$  e  $\mu = 1$

## RIASSUMENDO:

1. Il messaggio e il rumore sono costituiti da variazioni additive dell'ampiezza del rivelatore.
2. Se lo spettro del rumore alle basse frequenze e ragionevolmente noto sulle basi di illuminazione, allora lo spettro di rumore a destinazione e esattamente noto su tutta la banda.
3. Il  $(S/N)_0$  della SSB non ha particolare vantaggi rispetto alla DSB perché la proprietà di coerenza della DSB consente la riduzione di turarsi delle frequenze della singola portante.
4. Nota considerando lo spettro dei sistemi a trascrizione non sovraffunzione, tutti i sistemi di modulazione binarie hanno le stesse performance di cui dipende la bandalarga in relazione alla piattaforma trasmettuta e la densità di turarsi.

## Modulazione d'ampiezza con Rumore

91

la modulazione lineare delle ampiezze è esponenziale composta notevoli difficoltà analitiche, solo tutto quando viene considerato il rumore.

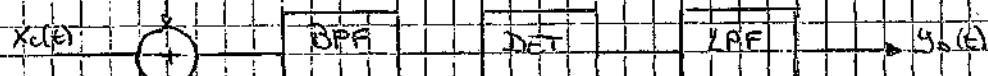
Invece se si prende in considerazione la condizione di  $(S/N)_m \gg 1$  per determinare le caratteristiche del rumore e del segnale (SN) di riferimento come nel PAM e FM.

Un prezzo di quantificazione riduzione di rumore in fondo porta all'avanzo il filtro di De-embos. Post rivelazione dello FM.

Se si riduce la frequenza di rivelazione e fondo rumore si riduce l'effetto di rumore.

### Rumore con DE-ENVELOP (Post DEMOD)

da trovare la probabilità di ricezione di un ricevitore esponentiale, che ha struttura del tipo:



Il segnale ricevuto è:

$$x(t) = A_c \cos [wt + \phi(t)]$$

$$\text{con: } \phi(t) = \phi_s x(t) \Rightarrow \text{PM}$$

$$\dot{\phi}(t) = 2\pi f_s x(t) \Rightarrow \text{FM}$$

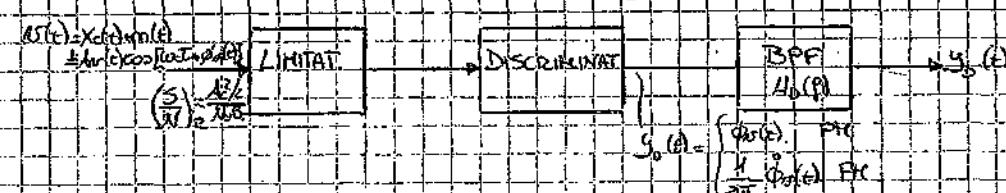
Im entrambi i casi l'ampiezza della portante varia con costante, così:

$$S_e = \frac{1}{2} A_c^2 t$$

$$(S) = \frac{A_c^2}{(N/2) 2\pi f_s t}$$

Il filtro BPF di ricezione viene indicato da questo modo come passa banda  $B_f$  e frequenza centrale  $f_c$ .

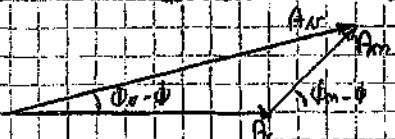
Il risultato emesso è illustrato come segue.



Il discriminatore sottrae ogni variazione di ampiezza rispetto al Am(t). Per teorema di regolare e il rumore contenuto in  $x(t)$ , dobbiamo esprimere  $\phi(t)$  nella forma un poco più qualitativa.

$$\dot{\phi}(t) = \phi(t) \cos [wt + \phi(t)] + Am(t) \cos [wt + \phi_p(t)]$$

Dall'onda sinusoidale assumiamo a dire:



$$\phi(t) = \phi(t) + \text{costante} \quad Am(t) \sin(\omega_m t - \phi(t))$$

$$Am(t) \cos(\omega_m t - \phi(t))$$

Il primo termine  $\phi(t)$  è la fase del segnale non distorcito, ma il secondo termine rappresenta la componenti d'onda rumore.

Se si ipotizza di lavorare con segnali molto forti, avendo così  $(S/N) \gg 1$ , cioè  $Ac \gg Am(t)$  per un maggiora parte del tempo, allora possiamo approssimare il risultato con il suo equivalente alternando un'espressione del tipo:

$$\phi(t) \approx \phi(t) + \psi(t) \quad \text{dove}$$

$$\psi(t) \triangleq Am \sin \omega_m t = \frac{1}{\sqrt{2} S_e} M_q(t) \quad \text{dove: } M_q(t) = Am \cos \phi(t)$$

$$S_e = \frac{A_c^2}{2}$$

Raggiungendo dunque questo punto, c'è il passaggio segnale (P) e lo si deve equivalente a del termico ( $q(t)$ ) senza addirittura sotto le condizioni di Gran Segnale.

$q(t)$  dipende dalla corrispondente con quadratura del rumore m(t) e dunque risulta dell'ammontare della metà del segnale.

Prendendo ora  $d(t) = q$ , si considera il rumore rivelazione ( $q(t)$ ) del uscita del filtro predetection anche con la stessa formula del rumore del tipo



ma moltiplicato per  $1/2B$  con quanto  $\overline{q^2} = \overline{m_q^2}/2B$  dunque

$$G_{qq}(P) = \frac{N_0 T}{2B}$$

Si è infatti nella gamma di frequenze  $P \leq B/2$

Inoltre rispetto a  $B/2$  si ha sempre attivato (termine nel voto dello I(B/P)) il filtro predetection anche con l'ammultiplicatore per riconoscere il rumore super della banda. Il filtro di predetection ha resistenza in frequenza  $N_0(P)$  e ha la forma di un filtro passa banda con spettro monotonamente crescente da quando la potenza del rumore è destinazione nulla.

$$N_0 = \int_{-B/2}^{B/2} G_q(P) dP = \frac{N_0 W}{2B}$$

PM



Ora se si decodifica con rivelatore di frequenza dal voto  $q(t) = q(t) \cos(2\pi f t)$  dunque sarà il rumore istantaneo

$$S(t) \geq 1 \quad q(t) = 1 - \frac{1}{2T/2B} m_q(t)$$

quindi essendo:

$s(t) = dx(t) \rightarrow G_{ss}(P) = (\frac{1}{2T})^2 G_x(P)$  pressione sonora per il rumore nel filtro predetection in uso rivelatore FM.

$$G_{ss}(P) = (\frac{1}{2T})^2 \frac{1}{2B} G_{m_q}(P) = \frac{N_0 T}{2B}$$

In funzione della banda che l'adegua ha componenti per  $W \leq B/2$  come per la PM, ma con incremento proporzionale a  $P$ .



Se prendiamo ancora  $P$  il filtro di Post Rivelazione come un filtro LPF ideale di cui rispetta la banda  $W$  (corrente corrispondente), allora la tensione di rumore è dunque ancora data da

$$N_0 = \int_{-W}^W G_{ss}(P) dP = \frac{N_0 W^2}{3B}$$

Inoltre se incopriamo anche  $P$  il filtro di decodifica quindi:

$$H_{ss}(P) = H_{dec}(P) T \left(\frac{P}{2B}\right)^2 \text{ con } H_{dec}(P) = [1 + (P/B)^2]^{-1/2}$$

$$N_0 = \int_{-W}^W |H_{ss}(P)|^2 G_{ss}(P) dP = \frac{N_0 W^2}{3B} \left[ \frac{W}{B} + \text{erf} \left( \frac{W}{B} \right) \right]$$

Nel caso risuonante, in cui  $W \gg 1$ , il potenziale d'onda si sposta all'infinito.

(83)

## Noi No Bi W FM Decodificata

Sx

Rispondendo questo modo finisce, finiamo che:

1. le deviazioni dell'onda del rumore da portata tra un mille PM e FM ha componenti che richiedono filtraggio per rivelazione.

2. la risposta del risuonatore nelle PM è più larga come per le modulazioni Pulsate, ed è causata dalle componenti di fondo su cui il rumore.

3. nel ruolo del risuonatore nelle FM cresce considerabilmente l'efficienza quando la frequenza della metà del rumore Pulsato non supera maggiormente che una decina di frequenze. Il filtro di Decodifica deve essere quello effettivo come indicato con la maggiore frequentata di trasmettita.

4. la risposta del risuonatore a demodulazione nel ruolo PM decodifica solo componenti di Sx con fenomeno risuonante Noise Quantura. Si può vedere questo fenomeno quando cominciano a crescere le variazioni di PM.

## RAPPORTEO S/N A DESTINAZIONE

Calcoliamo ora il rapporto S/N alla destinazione per le PM, PM, FM Decodificate assumendo la conduzione di Grandi Segnali, ovvero  $S/N \gg 1$ .

la frequenza dello sfondo del segnale  $\phi(t)$  non ammira i turbamenti atmosferici, anche se effettua solitamente  $\phi(t) - \phi_0(t)$  con  $\phi_0(t)$  una estensione di  $\phi(t)$ .

Tuttavia quando  $\phi(t)$  nell'estensione della  $\phi_0(t)$  del rumore atmosferico, con alcune cognizioni, crechi, le spettri del rumore sono trasposte in quelle delle componenti addizionali di fondo della banda del segnale e vengono eliminate da  $H_0(f)$ .

Nella PM il segnale è calcolato più il rumore. Si ha:

$$S(t) = \phi_0(t) + \phi(t) = \phi_0(t) + \phi_0(t) + \psi(t)$$

$$\phi(t) = \phi_0(t) + \psi(t)$$

Il risultato di  $\psi(t)$  era del filtre, rimane:

$$S_0(t) = \phi_0(t) \Rightarrow S_0 = \phi_0^2 S_x$$

$$\psi = S_x \\ N_{\text{tot}}$$

quindi  $(S/N)_0$  sarà:

$$\frac{(S)}{N} = \frac{S_0}{N_0} = \frac{\phi_0^2 S_x}{N_{\text{tot}}} = \frac{\phi_0^2 S_x}{N_{\text{tot}}} \cdot \frac{S}{PM}$$

con  $\phi_0$  la rappresentanza S/N in uscita di un risuonatore bandolare (o sia si assume se possibile) con ampiezza di picco  $S_0$ , attendo che è dovuto all'effetto di rumore. Vediamo quindi se le PM creano un miglioramento del rapporto S/N pari a  $\phi_0^2 S_x$  rispetto ad un risuonatore bandolare e senza tralente come per una antena analogica dell'onda composta.

$$\phi_0 \leq 1$$

$$\phi_0^2 S_x \leq 1$$

ovvero circa 10 dB. Tuttavia se  $\phi_0^2 S_x \leq 1$  allora la performance delle PM decodificate non è inferiore rispetto ai risuonatori bandolari, ma comunque non di 100 millesimi.

$$B_t \geq 2 K$$

Le P. della FM è raggiunta quando il rapporto tra

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} d(t) = P_0 X(t) - S(t) \cdot s(t) \Rightarrow d(t) = 2\pi P_0 X(t)$$

una volta trovato, nel punto di ricezione, il rumore viene terminata quindi.

$$S(t) = P_0 X(t) \Rightarrow S_0 = P_0 S_x$$

quindi  $(S/N)_0$  sarà dato da

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{S_0}{N_0} = \frac{P_0 S_x}{N_0 X^2 / 2\pi} = \frac{3 \left(\frac{P_0}{W}\right)^2 S_x \left(\frac{S_x}{N_0 W}\right)}{W}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = 3 D^2 S_x \quad D = \frac{P_0}{W} \text{ rapporto di deviazione}$$

vediamo subito che il SNR aumenta con il quadrato del rapporto di deviazione, quindi maggiore sarà la qualità della ricezione se il rapporto SNR.

Nel Brillenay si considera che la Città di Parigi ha una BT di circa 1000 e la prima 3D Sx rappresenta la distanza da Parigi a Bruxelles, diverso.

Cambiando la larghezza di banda per ridurre la potenza del trasmettore mantenendo costante  $(S/N)_0$

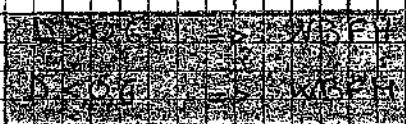
Per mantenere questo rapporto costante, P. totale della FM a Bruxelles Parigi con  $D > 1$  e  $B_t = 2 P_0 S_x W$ , dove  $D = B_t / W$  è l'equazione di  $(S/N)_0$  divisa per  $W$ .

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{3}{4} \left(\frac{B_t}{W}\right)^2 S_x$$

quindi vediamo che  $(S/N)_0$  aumenta con il quadrato del rapporto delle larghezze di banda  $B_t/W$ . Con rapporto di deviazione piccolo, il punto di frequenza totale diminuisce in banda base come si vede.

$$3 D^2 S_x = 1 \text{ avendo } D = \frac{1}{\sqrt{3 S_x}} \approx 0,5$$

LA LINEA DI CONFINE TRA VBFM E WBFM È SPesso CONSIDERATA ESIGUA A 1 NOV PER QUESTA RAGIONE



Se la ricezione prende anche un punto di ricezione con  $B_d \ll W$ , il rumore incide solo sullo spettro con l'equazione

$$N_0 \approx N_0 B_d^2 W$$

$$\left(\frac{S}{N}\right) \approx \frac{P_0}{B_d} S_x$$

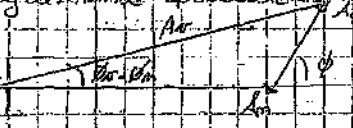
FM Decalittrata

Appare una maggiore misura dovuta alla decalitrazione  $(W/B_d)$  questo però richiede il doppio di frequenza, una modulazione e uno spazio a 3 e corrispondentemente.

Se la banda di ampiezza del segnale sono la stessa sono additi a zero (add. opp) con relativa ampiezza  $1/2$  come un segnale audio. Se la frequenza è decalittrata il rapporto di deviazione  $D$  è quindi la banda di telecomunicazione utilizzata.

## EFFETTO SOGLIA NELLA FM

Se ora consideriamo questo P. condizione di piccoli segnali ( $S/N \ll 1$ ), possiamo rappresentare la situazione con il diagramma precedente.



Evidendo quindi  $A_m(t) \gg f_c$  per le maggiori quote del Teorema, lo P. risultante al rivelatore sarà:

$$P_R(t) \approx A_m(t) + \frac{1}{2} \sin(\Phi(t) - \Phi_m(t))$$

Si vede che il contenuto P. P. funzione di frequenza nel P. segnale è quello di P. modulazione contenuto in  $A_m(t)$  stesso. Il risultato significativo avviene quando  $(S/N) \ll 1$  e  $A_m \ll f_c$  quindi quando possa divenire quasi nulla e si ricorda che l'interferenza simile all'interruzione di un canale con  $B = A_f/f_c \ll 1$ .

Ricevendo spettivamente P. minima d'interfaccia, che è composta da una corrente P. per i valori di  $(S/N)_R \approx 10$  quindi possiamo determinare il P. minima d'interfaccia.

$$(S/N)_R = 10$$

### PUNTO DI SOGLIA

Analiticamente esendo  $(S/N)_R = (W/B)_R \Rightarrow S_R = 10 B_R = 20 M(D) \approx 20(D+2)$  con  $D \gg 2$  supponendo  $B_R = 2 M(D) W \approx 2(D+2) W$ , per lo P. minima d'interfaccia si trova così sostituendo D, P. di

$T_p S/N_R$  si ottiene solitamente in dB. Successivo  $S/N$  è l'effetto Teo. potenza, effetto noise.

$$(S/N)_R = 10 \log_{10} \frac{S}{N}$$

Si calcola  $S/N_R$  in dB secondo le regole di conversione tra dB e potenza.

$$(S/N)_R = 20 \log_{10} \frac{S}{N}$$

Se ad esempio Se X è il P. minima d'interfaccia, avremo:

$$\frac{S - A_f^2}{2} \quad X \cdot A_f^2 \quad \Rightarrow (S/N)_R = 10 \log_{10} \frac{S}{N} = 10 \log_{10} \left( \frac{A_f^2}{X} \right) = 20 \log_{10} \frac{P_f}{P_m}$$

Quando periferia di Ronda a -3dB, si supponendo che ammette, quindi:

$$20 \log_{10} \frac{S_f}{S_0} = 3 \text{dB} \Rightarrow 10 \log_{10} \frac{P_f}{P_0} = 3 \text{dB}$$

$$\frac{S_f}{S_0} = 10^{-\frac{3}{20}} = \frac{1}{\sqrt{10}}$$

$$\frac{P_f}{P_0} = 10^{-\frac{3}{20}} = \frac{1}{\sqrt{10}}$$

Per questo la Ronda a -3dB riceve sempre anche Ronda a metà potenza.

MODULAZIONE	$b = B_f/W$	$(S/N)_R \text{ dB}$	$X_m$	DC Cohesività	Criteri
Banda Base	1	1	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	NO	Bassa
AM	2	1	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	NO	Bassa
DSSB	2	1	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	SI	ALTA
SSB	1	1	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	NO	MEDIA
VSB	2+	1	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	SI	ALTA
VSB+C	1+	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	20	SI	Moderata
PM bzz	$2M(D)$	$\frac{1}{\sqrt{10}}$	10b	SI	Moderata
FM bzz Syncronous Demodulator	$2M(D)$	$30^2 S_x$	10b	SI	Moderata
					Rivelatore di Fase $\phi_b \leq \pi$
					Rivelatore di Frequenza

## (29)

# Modulazione DIGITALE

Un segnale digitale non è altro che una sequenza di numeri composta da una serie di pulsanti attivati.

Questo segmento è detto, partendo da un alto livello con  $M=2$  simboli, un simbolo che ha una durata  $T$  (simbolo).

Il compito di un sistema di trasmissione digitale è quello di trasferire i dati segnali digitali dalla sorgente a destinazione, ma il limite di trasmissione finita sono dei limiti di tempo che possono determinare la qualità di trasmissione, infatti il limite più importante è il tempo di trasmissione per l'arrivo del messaggio alla sua destinazione (Coding Rate) e la probabilità di errore riguarda con quale probabilità questo arrivato a questo t.c.

infatto ragionando tenendo  $S/N$  delle trasmissioni analogiche, si

## SEGNALI DIGITALI PAM

Il segnale modulatore digitale con binario base prende la forma di un rettangolo di ampiezza modulata in ciascuna posizione scritto come:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kD)$$

Dove l'elemento modulante  $a_k$  rappresenta il  $k$ -esimo simbolo nella sequenza del messaggio e convessa quindi varia tra un rettangolo di ampiezza diversa.

L'impulso che modulato  $p(t)$  può essere Bellangolare o di delta come puoi vedere nei due seguenti esempi:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & t=0 \\ 0 & t \neq 0 \end{cases}$$

Questa codificazione esiguisce che facendo ricorso al messaggio componendo  $x(t)$  periodicamente a  $T = 0,5T, T, \dots$  otteniamo:

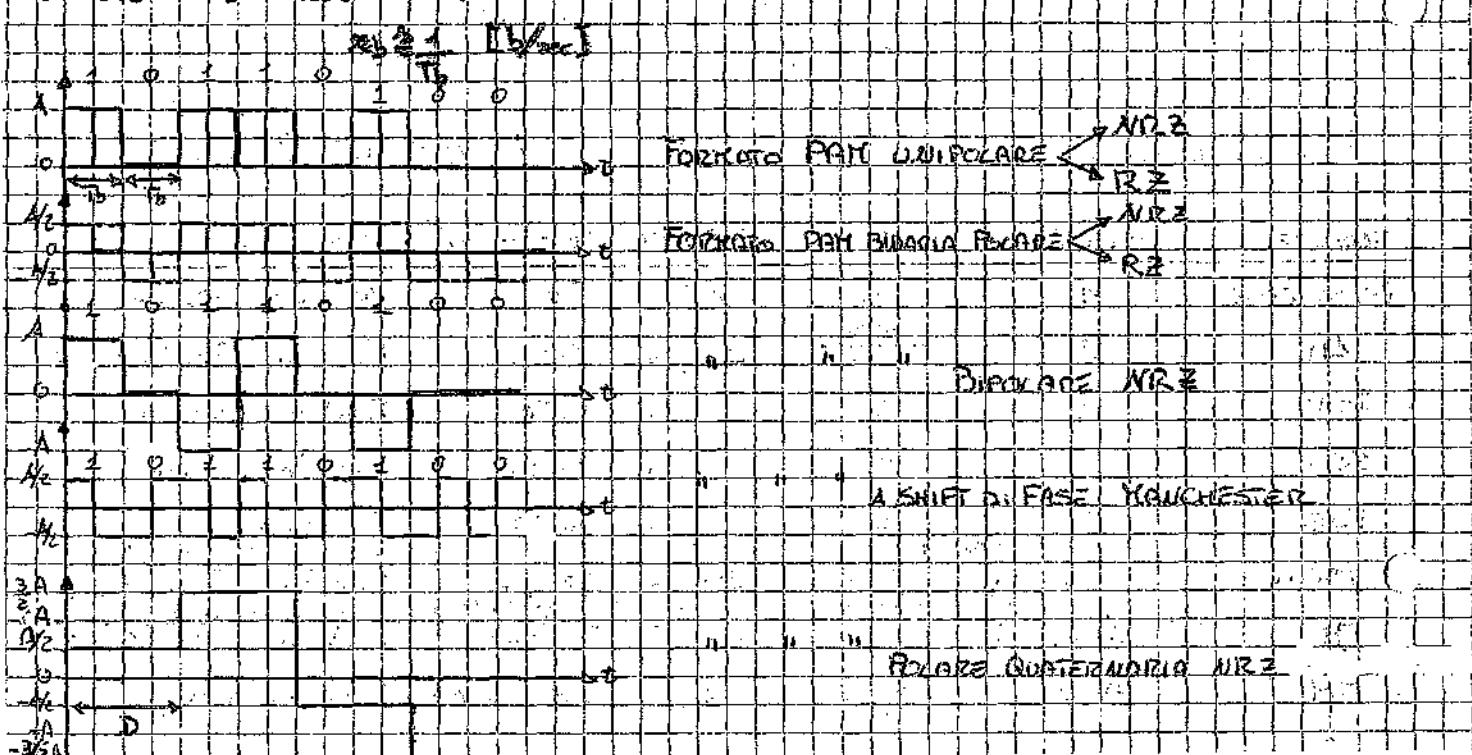
$$x(Tk) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k p(kD - kT)$$

L'impulso rettangolare zodiacale  $p$  condiziona se  $x(Tk)$  con  $k \leq D$  e deve sempre avere durata  $T$  perché  $p(t) = 0$  per  $|t| \geq D/2$ . Dovendo considerare così la durata dell'impulso, non può esser l'intervallo tra due simboli o il tempo orario tra due simboli.

Quindi l'intervallo di segnale deve essere:

$$T \leq 1 \text{ simbolo} \rightarrow \text{INTERVALLI DI SEMPLIFICAZIONE}$$

Si ottiene un simbolo/secondo e quindi un tipo di segnale binario ( $M=2$ ) abbreviato anche  $D = T_b$  (durezza del bit) e  $P$  bit rate bps.



Il primo metodo è una soluzione molto efficace ON-OFF che raggrჯga gli stati con un "off" (bit=0) e un "on" (bit=1) e dunque l'off segnalo da un trasmittore a livello zero per il ricevitore tipo. Se non vogliamo questo funzionamento binario quello sarà il MPC in cui l'impulso dura T<sub>b</sub>. Quest'ultimo richiede una maggiore memoria per ogni impulso ma tecnicamente si ha infatti al ricevitore perché non c'è rappresentazione binaria composta vicina. Con questo problema abbiamo un problema come un congegnato costituito sul canale.

Il terzo tipo di soluzione è attraverso la DC se ci sono 1 e 0 in un modo regolare.

Analogamente per il terzo tipo di rappresentazione ha un rappresentante della componente continua a zero segnali di rappresentazione dei bit. Sono segnali spesso costituiti da 1 e 0 come identificati con uno "off". Questo segnale viene chiamato Triphase Recovery. Richiede un senso di velocità di ricezione.

L'ultimo secondo tipo consiste con sempre quattro trama dunque alla m<sup>th</sup> trama corrisponde la parte del canale in trascrizione (una quarta parte di bit) e secondo parte trasmessa di segnale per ricezione (una quarta parte di bit). In questo modo D = 1/4 e T = T<sub>b</sub>/4. Entrambe queste due cose vengono chiamate codice rettangolare (natural gray, touchstone).

Generalizzando ad un sistema ad M bit in cui i bit vengono rappresentati con una forma di codice ad N punti com.

$$M = 2^m$$

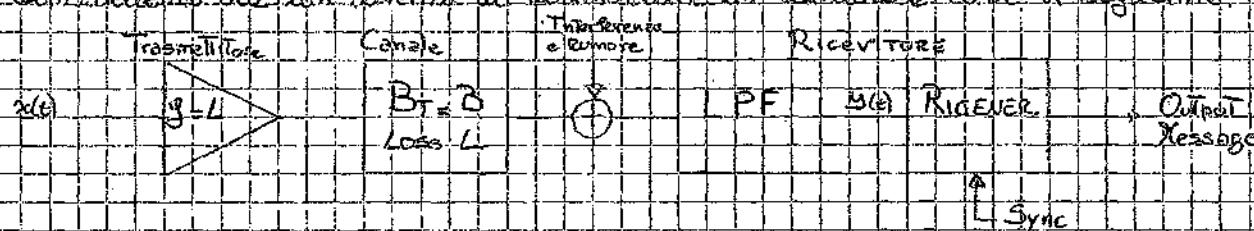
Questo caso corrisponde a M=2<sup>m</sup> bit in cui il rateo di segnale è dato da:

$$\frac{R}{P} = \frac{m}{N}$$

A questa riduzione del tempo di segnale si contrappone la probabilità necessaria di sintonia. La sintonia del segnale per mantenere il canale del segnale.

## L'IMPROVVISATORE TRASMESSIVE DELLA PATH

Consideriamo ora un sistema di trasmissione in condizioni come il seguente:



Assumiamo che il guadagno dell'antenna sia composto dalla perdita del canale e raggruppato insieme con il termine noto come Loss.

In ricezione, dopo l'altro problema di tunare il tunatore ricevitore, ottieniamo il segnale del tipo:

$$y(t) = \sum_k a_k p(t-t_k - kD) + m(t)$$

Dove T<sub>k</sub> è il ritardo di trascrizione. p(t) rappresenta lo spettro dell'impulso distorsivo.

Ricordiammo il termine notante da y(t) con uno spettro nato. Questo necessita di una sintonia per trovare il piccolo intervallo dei ritardi.

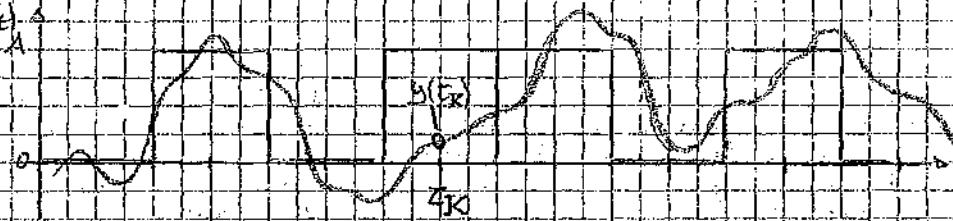
$$T_K = K D + T_0 \quad \text{se } \hat{\beta}(0) = 1 \quad \text{altrimenti}$$

$$\hat{\beta}(T_K) = a_{K0} + \sum_{k \neq K} a_k p(KD - kD) + m(T_K)$$

Quindi è fatto tutto ciò sopra. L'informazione desiderata, ovvero l'ultimo (m<sub>K0</sub>) termine rappresenta la corrispondenza del ritardo all'istante T<sub>K</sub>. La parte restante rappresenta il resto T<sub>K</sub> o sintonizzazione con gli intervali adiacenti. Ricordiamo che questo è un'applicazione dell'interpolazione (ISI).

Questo può essere evitato in ricezione quando correggiamo la sintonia. Per esempio, infatti se osserviamo un tipo segnale effetto da ISI notiamo subito la distorsione.

66)



(8)

Il campionamento all'istante  $t_k$  sarebbe considerato come uno zero mancante in questo  
caso?

Sappiamo che la durata del campione può essere ridotta riducendo la banda limitata  
del filtro passa basso. Sappiamo però che l'ammiraglia ha banda del passa basso più schiava  
che effettivamente dell'impulso campionato sarà il doppio di  $B$ .  
Di conseguenza quando mettiamo in uso del filtro passa basso del digitale è il  
campionamento che ha la **metà** della banda e **la metà** di **segnalazione**.

Dobbiamo allora rendere di rispettare la condizione di Nyquist secondo  
dove dobbiamo prendere:

$$T \leq 2B \text{ baud}$$

Questa condizione è ovviamente con lo regola  $B \geq 1/2T_{min}$

$$\text{con } p(t) \text{ di durata } T \leq D = 1/\epsilon$$

la seconda parte delle regole di Nyquist viene specificamente dimensionata accorciando  
 $T = 1/(B + \epsilon) > 2B$ . Supponiamo per esempio che la durata del campione sia di  $T = 1/2$   
di durata, ma ben, quando il segnale risulta così periodico con periodo  $2D = 1/\epsilon$   
e conseguentemente l'ammiraglia bandamente è frequenza  $f = B + \epsilon$  è la del  
campionamento. Siccome non ci sono frequenze sul grande di  $B$  si ottiene una  
periodicità. Perché secca solo a metà di una onda composta continuamente.

Se ne deduce alla massima velocità  $T = 2B$  ricevete un campione di spettri  
particolari, ovvero uno. Sicuramente.

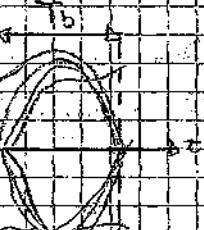
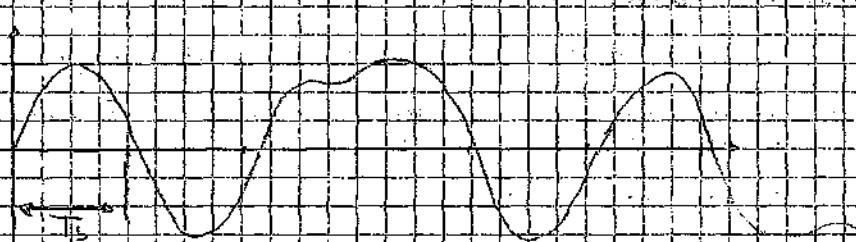
$$p(t) = \sin(\omega_0 t) - \frac{\sin(2\omega_0 t)}{2}$$

con spettro limitato in banda

$$P(f) = \frac{1}{2} [p(t)] = \frac{1}{2} \pi \left( \frac{1}{1 - f^2} \right)$$

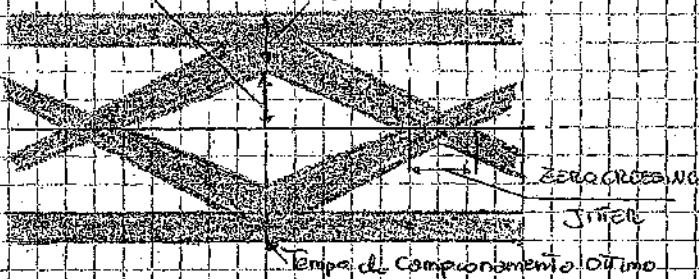
Questo metodo però permette limitato per  $|f| \leq 1/2$  questo impone una buona  
dimensione del  $\frac{1}{1 - f^2}$  perché non vada a zero.

Supponiamo che le segni avranno solo la necessaria di equilibratura per avere  
una corretta ammiraglia ideale, ma forse non è abbastanza le considerazioni  
esatte del campo quindi sarà difficile studiare un'equilibratura  
in un modo grafico interagendo con la struttura del quale l'utente è problematico e  
disegniamo un altro.



Il campionamento ottimo produce un occhio con apertura massima.

Nel nostro caso l'occhio artificialmente chiuso induce un leggero (si) e quindi una  
riduzione del margine di cattura.



La modulazione periodica dell'occhio corrisponde ad un tempo di campionamento ottimale che si riduce. L'apertura dell'occhio riducendolo di conseguenza la probabilità di turnoff.

Se le binarie ricevute avessero sulla zero (grado zero o zero) il loro valore digitare di questo livello produce Jmargin (tempo ottimo) e la possibilità di avere un tempo di campionamento ottimale.

L'inclinazione dell'occhio accresce illo scorrimento della possibilità di avere un tempo ottimale, ogni distorsione iniziale da linearizzazione non lineare comporta una asimmetria dell'occhio.

### Distribuzione di Potenza

da potere dell'impulso  $P(p) = \sum p(t)$  Pieno dei dati corrispondente come scorrere il patrino digitale di una segnale PAM. Impulso del binario corrispondente al dato  $t$  come nel caso precedente allora  $P(p) = \frac{1}{2} \sum p(t)$  è posto a due bit.

$$G_x(p) = 0 \text{ per } |p| > \frac{1}{2}$$

Se le codificazioni sono regolari come codice PAM, PAMC, quindi non compreso rettangolare

$$p(t) = T \left( \frac{t}{T} \right)$$

scritto le codificazioni

$$E[\alpha_n \alpha_m] = \begin{cases} T^2 & n = m \\ 0 & n \neq m \end{cases}$$

Tuttavia se  $G_x(p) = D \sin^2 pD$  quindi ora sostituendo  $P(p) = D \sin^2 pD$

$$\text{Scalare: } G_x(p) = \frac{D^2}{2} P(p) \Rightarrow P(p) = \frac{2}{D^2} G_x(p)$$

Questa espressione serve anche per risalire esempio PAM questi valori dipende dall'impulso  $P(p)$  quando gli scorrimenti sono binari e a velocità media nulla.

Nel segnale digitale decodificato si è messo a norma, un gestore, inserito nella rete. La sequenza produce binari decodificati. Il segnale qui risultato si ha scorrimento binario come di seguito: caso di decodifica sincronistica che offre funzione di autocorrelazione.

$$R_a(m) = E[\alpha_n \alpha_{n+m}]$$

$$\text{Per l'ogni uno per un trascrizione sincronica } R_a(n) = E[\alpha(n) \alpha(n-m)]$$

Se un segnale digitale PAM  $\alpha(t)$  ha spettro di impulso  $P(f)$  e autocorrelazione  $R_a(m)$ , allora la sua funzione spettrale sarà

$$G_x(p) = 1 / P(f) \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) e^{-j2\pi fmP}$$

Notevolmente un simile impulso complesso può essere facilmente riconosciuto alla seconda più semplice scorruta prima, quando  $R_a(0) = D^2$  e  $R_a(m) = 0$  per  $m \neq 0$ . Nel caso di messaggio con simboli convoluti non sarà così facile  $G_x = \text{non zero}$ .

$$R_a(m) = \begin{cases} D^2 & m=0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases}$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) e^{-j2\pi fmP} = D^2 e^{-j2\pi f0P}$$

Ora ricordiamo la definizione delle Sintesi di Fourier

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{j2\pi n f t} = \frac{1}{D} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{m}{D})$$

quindi

$$G_x(p) = \alpha^2 z |P(p)|^2 + (\text{mar})^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |P(mz)|^2 \delta(p - mz) \quad \text{con } z = \frac{1}{D}$$

ottenendo secondo la regola di convoluzione dell'impulso

Sediamo che questa relazione sia la metà di  $x(t)$  come dire un uso delle somme delle sequenze reale  $x$ . Tuttavia se per  $mz = 0$  o  $P(0) = 0$  per tutte le sequenze multipli di  $mz = 0$

Questo è possibile d'accordo con le ipotesi che abbiamo fatto. Ricordiamo che il segnale  $x$  è una sequenza composta da numeri reali e non complessi. Per questo siamo in grado di sommare i numeri e ottenere zero.

$$x = \alpha x_F p + (\text{mar}) \sum_{m=-\infty}^{\infty} P(mz)$$

dove  $x_F$  è l'energia in  $x(t)$ . Ricordiamo che sempre sotto le condizioni di somma convergente si può scrivere  $\sum n = 0$

Per finire c'è qualcosa di  $G_x(p)$  richiesto della definizione originale

$$G_x(p) \triangleq \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E[X_x(p)^2]$$

ricordiamo che  $X_x(p) = \frac{1}{D} \sum_{k=-K}^K a_k p(k - xD)$  il fattore del  $D$  è l'inverso del periodo compreso  $x_D = xD$ . Per  $|x| < \frac{1}{2}$  ponendolo più  $T = (2K+1)D$  cioè  $(P)$  l'intervallo  $[0, T]$  sarà compreso come  $K = 0, 1, \dots, K$  per  $K \geq 1$

$$X_x(p) = \sum_{k=-K}^K a_k p(k - xD)$$

$$|X_x(p)|^2 = |P(p)|^2 \left( \sum_{k=-K}^K a_k e^{-j2\pi pkD} \right) \left( \sum_{i=-K}^K a_i e^{j2\pi ikD} \right)$$

Dopo lo scambio dell'ordine delle sommatorie ottengo

$$E[X_x(p)^2] = |P(p)|^2 S_K(p)$$

$$\text{con } S_K(p) = \sum_{k=-K}^K \sum_{i=-K}^K E[a_k a_i] e^{j2\pi (k-i)D}$$

$$\text{dove } E[a_k a_i] = R_{aa}(k-i)$$

La coppia sommatrice può essere scritta così:  $\sum_{k=-K}^K \sum_{i=-K}^K$

$$S_K(p) = 2(K+1) \sum_{m=-2K}^{2K+1} (k = m) R_{aa}(m) e^{-j2\pi m D}$$

Si sostituisce allora

$$G_x(p) = \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{1}{(2K+1)D} |P(p)|^2 S_K(p) = \frac{1}{D} |P(p)|^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_{aa}(m) e^{-j2\pi m D}$$

## Effetti della Precodifica

Le precodifiche si trasformano in spari come le componenti dei diversi spettri come  $G_x(f)$  e  $R_x(m)$  che seguono da determinati  $A_k$  (ampliitudine) le quelle della sequenza del messaggio.

Per ottenere il simbolo del  $k$ -esimo bit si deve disegnare la funzione spettrale attivata da  $R_a(m)$ , come alternativa a  $G_x(f)$ .

Per rendere i simboli delle informazioni delle sequenze delle istantanee, da piccante riservare le posizioni delle istantanee definite come:

$$G_x(f) = \frac{1}{2} |P(f)|^2 [R_a(0) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} R_a(m) \cos(2\pi m f / \tau)]$$

sempre l'elemento comune delle proprietà  $R_a(-m) = R_a(m)$

Dall'insieme ora di Trasmettere il segnale su un canale corrispondente da una scorsa risposta in frequenza alle forme d'onda (ed escludendo una voce trasmessa su linea telefonica).

Così una precodifica appropriata produce la sequenza di informazione  $P(f)$  sotto forma di un simbolo da ottenere  $G(f)=0$  se  $f=0$  e quindi eliminare ogni componente continua in  $G_x(f)$  senza riguardo nei confronti dello spettro impulsivo  $P(f)$ .

Il segnale digitale NRZ mostrato con precedenza è un esempio di precodifica che rimuove la componente continua, quindi ha 3 punti critici di ampiezza  $A_x = +A, 0, -A$ . Se gli 0 e gli A sono equiprobabili nel messaggio allora la probabilità dei simboli sarà:

$$P(x_n=0) = 1/2, P(x_n=A) = 1/4, P(x_n=-A) = 1/4$$

e dal questo notiamo che le istantanee dei simboli  $A_k$  sono diverse da quelle del messaggio.

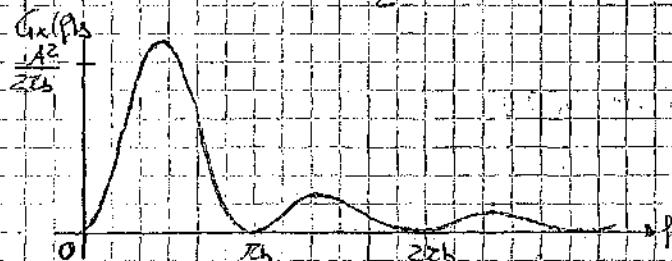
Quindi assumendo che  $P(f)$  del messaggio sono un simbolo, avremo a raccomandare la correlazione del simbolo:

$$R_a(m) = \begin{cases} A^2 & m=0 \\ -A^2/4 & m=1 \\ 0 & m \geq 2 \end{cases}$$

Quindi:

$$G_x(f) = X_b |P(f)|^2 \frac{A^2}{2} (1 - \cos(2\pi f T_b)) = X_b |P(f)|^2 \frac{A^2}{4} \operatorname{ber}^2(\pi f T_b / X_b)$$

POTENZA SPETTRALE  
DI SEGNALE  
BINARIALE NRZ



Due altri metodi di precodifica che fungono come simboli DC sono il codice Manchester (a simboli doppie) e la formazione degli elementi binari per la codifica BIPOLARE AD HDB3. Quest'ultimo consente di raggiungere secondi simboli che hanno dimensione più corta di quella dei segnali, ad esempio considerando specifiche sequenze di simboli quando la sequenza produce in esiti contraddittivi.

### ESEMPIO 11.1-1

### PSD PAM RZ

Esempio di PSD di un Segnale PAM RZ

Consideriamo uno segnale PAM RZ, dove  $p(t) = \Pi(2\pi b t)$  e quindi

$$P(p) = \frac{1}{2\pi b} \text{ sinc } \frac{p}{2\pi b}$$



Sia i Pd delle variazioni sono equiprobabili e statisticamente indipendenti, allora

$$\bar{x}_m = A/2 \quad \bar{x}_{m+1} = -A/2 \quad \text{che assicura che la autocorrelazione ci dia}$$

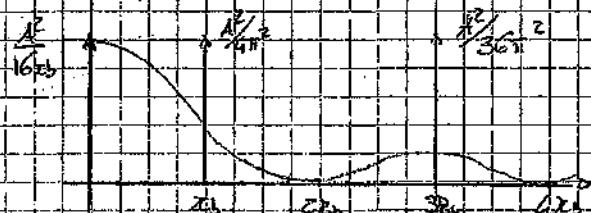
$$m_x^2 = \bar{x}_m^2 = A^2$$

Troviamo quindi la PSD con

$$G_x(p) = \frac{A^2}{16\pi b} \text{ sinc}^2 \frac{p}{2\pi b} + \frac{A^2}{16} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left( \text{sinc}^2 \frac{m}{2} \right) \delta(p - m\pi b)$$

Riportiamo PAM standard

$$G_{x,0}(f)$$



Nel caso PAM standard di assumiamo per un quanto  $P(M\pi b) = 0$  per  $M = \pm 2, \pm 4, \dots$

L'accerchiamento è tutto uscire con le Pd più

$$x = \bar{x}_m^2 = E_p + (m\pi b)^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} P(n\pi b)$$

ma è evidente anche dalla spettro blanda

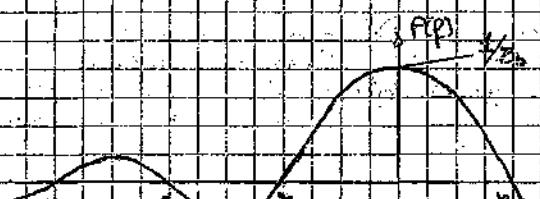
che  $x = A^2/4$  dà da 1 e 0 sono equiprobabili.

### ESEMPIO 11.1-2

Esempio di PSD di un Segnale PAM NRZ

Consideriamo un segnale NRZ dove  $p(t) = \Pi(2\pi b t)$  e quindi

$$P(p) = \frac{1}{2\pi b} \text{ sinc } \frac{p}{2\pi b}$$



Esempio il segnale non ha una media nulla, allora bisogna usare la formula di  $G_x(p)$  più composta.

La media di uscita di un passo sincroni con l'autocorrelazione  $R_x(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)]$

Essendo costante  $\bar{x}_m = A^2$  quindi  $\bar{x} = A^2/2$  quindi

$$G_x(p) = \frac{A^2}{16\pi b} \text{ sinc}^2 \frac{p}{2\pi b} + \frac{A^2}{4} \delta(p)$$

## PROBABILITÀ DI ERRORE DI UN SISTEMA PAM BINARIO

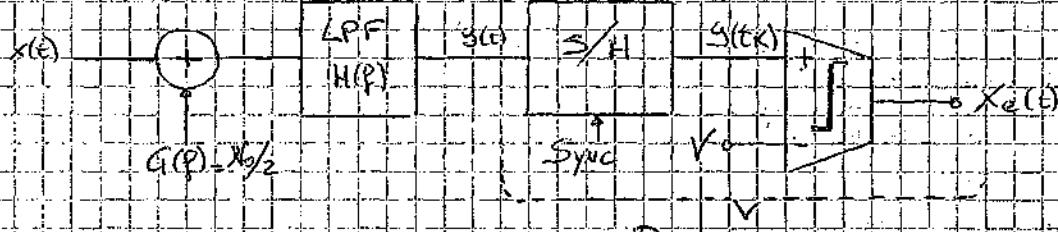
(3)

Ora studieremo il rumore gli errori e la probabilità di errore di una trasmissione digitale in banda passa, ponendo da ora in avanti le seguenti ipotesi:

Assumiamo inoltre che il canale sia distaccante (quindi segnale ricevuto = segnale di TBS).

### RUMORE AWGN A MEDIA NULLA

Se consideriamo un ricevitore digitale binario in banda passa sarà del tipo:



### RIGENERAZIONE

Dove il segnale ricevuto viene fornito per una Passa Bassa in modo da rimuovere il rumore in eccesso dinamico provocato dal S/H. Il P. Somma e il Hold consentono il campionamento del segnale attorno un modo che può distinguere se l'P. è alto e quindi un trigger riconosce il segnale binario intorno alla soglia V e invia il segnale X\_e(t) da:

$$Y(t_k) = \alpha_k + m(t_k)$$

Il segnale  $X_e(t)$  corrisponde quindi al segnale degli errori. Ora siamo in grado di esprimere l'andamento del segnale ricevuto.

$$X_e(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } \alpha_k = 1 \\ 0 & \text{se } \alpha_k = 0 \end{cases}$$

Per trovare le probabilità d'errore prendiamo la variabile casuale  $Y$  corrispondente a  $y(t_k)$  ed un punto di campionamento della traiettoria, e poi prendiamo  $m(t_k)$  che corrisponde a  $m$ .

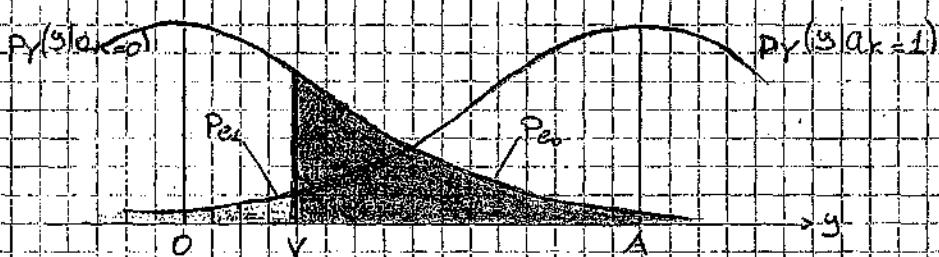
Le PDF di  $Y$  dipende direttamente anche dalla PDF del rumore, ma dipende anche dalla presenza o meno del segnale (impulso). Quindi dobbiamo parlare con probabilità condizionate da questo evento.

$$\alpha_k = 0 \Rightarrow p_Y(y | \alpha_k = 0) = p_N(y)$$

$$\alpha_k = 1 \Rightarrow p_Y(y | \alpha_k = 1) = p_N(y - A)$$

dove  $p_N(m) = \text{PDF del rumore}$

$p_N(Y - A) = \text{PDF del rumore con questo caso } Y = A, m \Rightarrow m = Y - A$



Alcuno esempio molto colto P. curva tipiche di probabilità di errore di Y (regola del decisore).

L'operazione di ricezione deve comprendere le regole di decisione seguenti:

$$\begin{cases} \alpha_k = 0 & \text{se } Y < V \\ \alpha_k = 1 & \text{se } Y > V \end{cases}$$

DECISION RULE

la corrispondente probabilità di errore di discriminazione è data da:

$$P_{\text{er}} \geq P(Y > k | \text{ok}, A) = \int_k^{\infty} p_Y(y | \text{ok}, A) dy$$

$$P_{\text{er}} \geq P(Y < k | \text{ok}, A) = \int_0^k p_Y(y | \text{ok}, A) dy$$

Per corrispondere alle cose viste e come ricordato nel grafico.

A questo punto guardando il grafico capiamo che il minimo costo della parola quando tutti gli altri simboli rispondono  $\text{no}$ , quindi se discendiamo la soglia riducendo  $P_{\text{er}}$  non aumentiamo  $P_{\text{er}}$  e viceversa.

Un errore nella transmisione degli simboli comunque un errore e quindi dobbiamo considerare la media e trovare un valore della soglia in modo da minimizzare la probabilità di errore medio.

$$P_{\text{e}} = P_{\text{er}} P_{\text{ok}} + P_{\text{f}} P_{\text{fok}}$$

dove  $P_{\text{ok}}$  = probabilità che  $\text{C}_{\text{ok}} = 0$   
 $P_{\text{f}}$  = probabilità che  $\text{C}_{\text{f}} = A$

Il livello di errore obbligo  $V_{\text{opt}}$  deve soddisfare la condizione  $P_{\text{e}} \leq \alpha$   
e viceversa. Il criterio di determinazione gli integrali delle  $p_Y(y | \text{ok}, A)$   
e  $p_Y(y | \text{f}, A)$ .

$$P_{\text{er}} p_Y(V_{\text{opt}} | \text{ok}, A) = P_{\text{f}} p_Y(V_{\text{opt}} | \text{f}, A)$$

ma siccome tra queste sono identiche  $\int_a^b$  è equivalente

$$P_{\text{ok}} - P_{\text{f}} = \frac{1}{2}$$

$$P_{\text{e}} = \frac{1}{2} (P_{\text{er}} + P_{\text{f}})$$

$$P_{\text{f}} (V_{\text{opt}} | \text{ok}, A) = p_Y(V_{\text{opt}} | \text{ok}, A)$$

che corrisponde al fuoco di discriminazione delle due curve.

Ora cominciamo per la funzione di Gaussiano e con lavoro fatti si ha

$$p_Y(m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(m-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

Sostituendo da questa gaussiana (funzione) nelle espressioni delle probabilità di errore ottieniamo

$$P_{\text{er}} = \int_k^{\infty} p_Y(y | \text{ok}, A) dy$$

$$P_{\text{f}} = \int_0^k p_Y(y | \text{f}, A) dy$$

dove  $Q$  è  $P_{\text{er}}$  sotto la curva gaussiana

Ricordando che  $P_{\text{er}}$  gaussiana è simmetrica (simmetria fra i PDF) e  $P_{\text{f}}$  è simmetrica per cui abbiamo nel fuoco discriminante  $V_{\text{opt}} = \frac{1}{2}(\mu + \bar{\mu})$ . Quindi se  $V_{\text{opt}} = A$

$$P_{\text{er}} - P_{\text{f}} = Q\left(\frac{A-\mu}{\sigma}\right) - P_{\text{e}}$$

quindi  $P_{\text{e}}$  segue allora permette di minimizzare  $P_{\text{e}}$  per la probabilità di errore

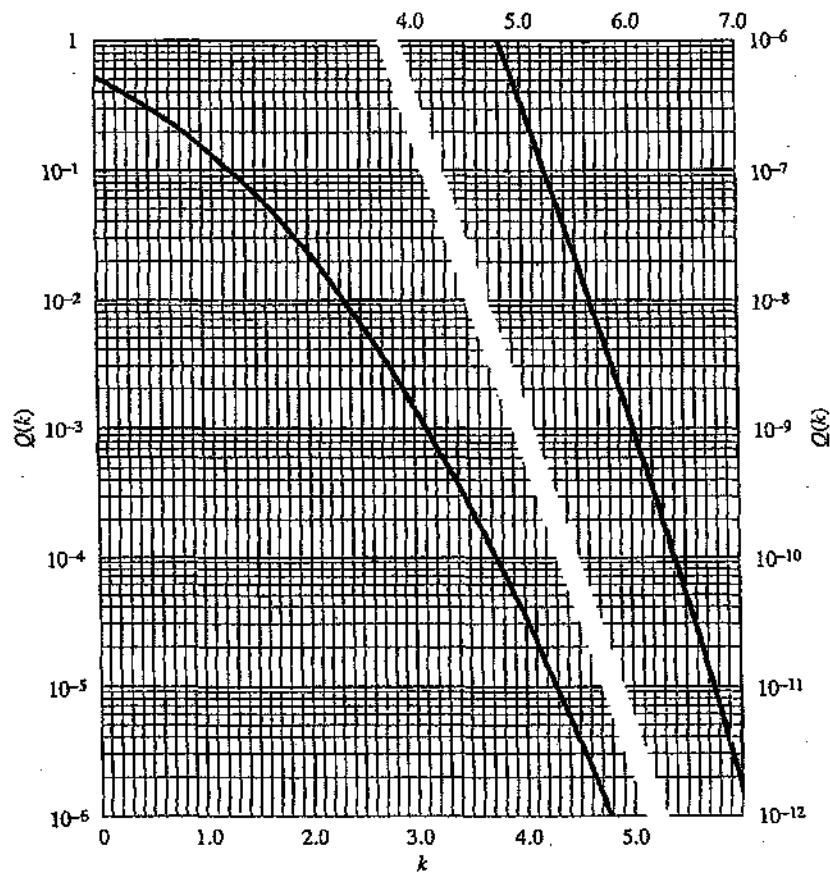
$$P_{\text{e}} = Q\left(\frac{A-\mu}{\sigma}\right)$$

La probabilità di errore minima per segnalazione binaria con funzione  $A(x)$  è con binari equiprobabili

Numerical values of  $Q(k)$  are plotted below for  $0 \leq k \leq 7.0$ . For larger values of  $k$ ,  $Q(k)$  may be approximated by

$$Q(k) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi k}} e^{-k^2/2}$$

which is quite accurate for  $k > 3$ .



(35)

Allora ricaviamo  $P_e$  per la linea di uscita per il caso di segnale univolare, se ora poniamo al generatore un segnale Biphase, se  $\alpha = \pi/2$ , in modo da mantenere l'ampiezza max. A causa delle fasi, allora  $P_e$  per il canale coniugato.

L'unica differenza sarà che  $V_{opt} = 0$ , e quindi  $T_{ch}$  due livelli.

$T_p$  è analogo e che  $T_p$  è la metà della medietà di impulso sparsa (non escludendo DC).

Possiamo evidentemente usare trionghi ed esponendo a un terzino di potenza media ricevuta  $S_r$  o equivalente simbolico equivalente e una par rettangolare di durata  $t_b$  ( $1/2$ ).

Abbiamo quindi:

$$S_r = 1/2 \Rightarrow \text{Unipolare}$$

$$S_r = 1/4 \Rightarrow \text{Polare}$$

In cui, facciamo  $A$

$$A = \begin{cases} \sqrt{2} S_r & \text{Segnale Unipolare} \\ \sqrt{4} S_r & \text{Segnale Polare} \end{cases}$$

$T_p$  fatto  $\sqrt{2}$  che  $P_e$  differisce per la connettività di ricezione su  $P_e$ .

Se consideriamo che  $T_p$  termina sia media nulla allora  $P_e$  calcola  $\sigma^2$  equivalente alla varianza di ricezione. Ne deduciamo che  $N_e$  è minima.

$P_e = Q \left( \frac{1}{2} \right) \frac{1}{20} \text{ possiamo scrivere } 1/20 \text{ in termini di rapporto } (S/N)_e = S_r / N_e$

$$\left( \frac{1}{2} \right)^2 = \frac{1/2}{4N_e} = \begin{cases} 1/2 (S/N)_e & \text{Segnale Unipolare} \\ (S/N)_e & \text{Segnale Polare} \end{cases}$$

Dallo questa equazione si ricava che rapporto di  $S/N$  del  $T_p$  Signaling Rate  $R_b$ .

Un impulso di durata  $t_b = 1/R_b$  richiede un ritmo di bit rate  $B_N \geq 1/t_b$  quindi

$$N_e = N_b B_N \geq N_b R_b$$

quindi mantenendo le velocità di transizione approssimativamente anche la varianza del segnale per mantenere costante la probabilità di errore  $P_e$ .

## RISULTATI RIGUARDO AI

16

le 100 scatole sono a lunga distanza, sia analogiche che digitali, riuscendo a risultare una per le telecomunicazioni satellitari, questo funziona bene e si raggiunge tutto.

Se la probabilità di essere per scatola è ragionevolmente bassa e il numero di scatole (m) è alto, il contagio può essere molto severo.

Potremmo vedere cosa accade con le telecomunicazioni binarie con segnali Polar.

Quando si ha una scatola analogica viene usata la rapporto S/N di ricezione effettivo:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_R = \frac{1}{m} \left(\frac{S}{N}\right)_A \quad e \quad P_e = Q \sqrt{\frac{1}{m} \left(\frac{S}{N}\right)_A}$$

Dove  $\left(\frac{S}{N}\right)_A$  è il rapporto segnale ricevuto dopo aver fatto qualcosa per ridurre le interferenze dovute alla commutazione. L'interferenza è data da m per modulazione binariale ( $S/N_A$ ).

Al contrario, una scatola digitale non modulare, in un ricevitore e un trasmettore ben compatti, il ricevitore riceve le segnale con rumore digitale, comunque sempre esistente quindi le errori. I rumori ricevuti sono i segnali di commutazione che generano nuovi segnali da ritrasmettere. Il rapporto ragionevolmente basso quando escludiamo che la scatola digitale non genera qualche errore.

Allora secondo le probabilità precedendo con  $P_e$  la probabilità di errore di ogni scatola  $\alpha$ :

$$\alpha = Q \left(\frac{1}{m}\right)$$

considerando i risultati identici:

Un esempio, partendo da una scatola digitale può essere "mille" di errori cumulativi di commutazione.

Se i numeri di errori si fissa (1) sono sempre esatti, e i controlli corretti vengono tirati (che nel caso di scatole binarie).

Le probabilità di i errori, con un sovrappiù, è data dalla distribuzione binomiale

$$P_1(i) = \binom{m}{i} \alpha^i (1-\alpha)^{m-i}$$

ma siccome abbiamo errori di commutazione solo se i è pari dispari

$$P_e = \sum_{\text{Edi pari}} P_1(i) = \binom{m}{1} \alpha (1-\alpha)^{m-1} + \binom{m}{3} \alpha^3 (1-\alpha)^{m-3} + \dots n \text{ m a}$$

Se poi consideriamo  $N \ll 1$  le m a non molto grande, allora

$$P_e \approx m Q \sqrt{\frac{1}{m}}$$

quindi  $P_e$  è proporzionale al rapporto  $m$  che generalmente richiede interventi di pulizia (per ogni scatola) molto piccoli, di controllo dei risultati analogici.

# RICEVITORE OTICO PER SEGNALI PAM.

## MATCHED FILTER (FILTRIO ADATTATO)

97

Quando riceviamo digitale via fibra di ottica deve chiudere il bit con frequenza della fibra. Possiamo fare ciò solo di riducendo l'intervallo di tempo tra i simboli TS.

Il filtro ottico per questo scopo è il MATCHED FILTER (metodo di campo d'onda e ampiezza con risposta impulso). Si tratta quindi di un circuito che risponde alla somma dei campioni di energia arrivati.

Assumiamo che la risposta ricevuta sia una sequenza di impulsi di durata  $T_d$  del tutto al tempo  $t = kD$  così:

$$x(t) = \alpha_n p(t - kD)$$

dove  $p(0) = 1$ ,  $p(t) = 0$  per  $|t| > T_d/2$  e  $t \leq D$

mentre accanto il ratio in uscita  $(\alpha_n/\alpha)^2$  al tempo  $t = kD + T_d$  non ha niente a che vedere con la probabilità di ricevere. Come abbiamo visto nei capitoli precedenti questa incognita accade che la risposta impulso del filtre deve essere proporzionale a  $p(T_d - t)$  in particolare precisamente:

$$h(t) = 1 / p(T_d - t) \quad \text{con } T_{dp} = \int_0^{+\infty} p^2(t) dt \quad T_d = T_{dp}$$

Il simbolo  $T_d = T_{dp}$  è il tempo minimo che permette una risposta impulso di ampiezza, mentre la costante di proporzionalità  $1/T_{dp}$  viene scelta in modo che il picco di ampiezza in uscita sia uguale ad  $\alpha$ .

Il fattore  $T_{dp}$  qui appare in realtà è dovuto alla proprietà del  $\alpha$  che equivale all'energia dell'impulso  $x(t)$ .

In sostanza il risulta sarà la somma elementare  $y(t) = h(t) \times x(t)$  con ampiezza di fuco  $y(t_k) = \alpha$  come visto.

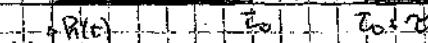
Questo fuco però avrà una durata pari a  $T_d/2$  secondo dopo il picco di  $x(t)$ .

Possiamo quindi dire che il matched filtering produce una risposta ridotta, ma non riduce TS per simboli sovrapposti se  $y(t) = 0$  fuori dall'intervallo  $[t_k + T_d/2, t_k + 3T_d/2]$ .

$x(t)$

$\alpha$

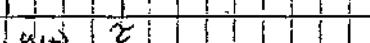
IMPULSO RICEVUTO



$t_k$

$T_d/2$

RISPOSTA IMPULSIVA



$T_d/2$

$T_d$

$T_d/2$

IMPULSO IN USCITA

$T_d/2$

$T_d$

$T_d/2$

Quando  $x(t)$  è accompagnato da rumore bianco, dico la varianza del rumore all'uscita del filtre sarà:

$$N_r = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(p)|^2 dp = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |h(t)|^2 dt = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) dt = \frac{1}{2} T_{dp}$$

Che risulta in accordo con il punto impreciso dell'appuntamento ricordato in precedenza.

$$N_r = N_b B_{dp} \approx N_b T_d/2$$

Per il caso particolare con  $T_{dp} \leq T_d = 1/T_s$

Questo risulta po' uscendo con per determinare il minimo valore di  $(A/2\pi)^2$  e la probabilità di essere scambiata quando il numero è ANG.  
e il ricevitore ha un filtro adattivo per un impulso binario rettangolare.

Consideriamo allora una transmisione binaria con rate  $R_b$  e istanza media  $\bar{x}_b$  e deviazione standard  $\sigma_{x_b}$ .  
Consideriamo il sistema con altri due parametri:

**Esercizio 5**

Esercizio 5a) Pd Bit

$$\begin{array}{|c|c|} \hline f & \text{Pd} \\ \hline 0 & 0.05 \\ \hline 1 & 0.95 \\ \hline \end{array}$$

Probabilità di Esercizio Pd Bit  
e Densità di Probabilità

Se P segnale è un impulso binario nel tempo  $p(t)$  come seguito da un blocco

$$E_b = \int_0^{\infty} p(t)^2 dt = \bar{x}_b^2 \text{ Pd}$$

dove  $\bar{x}_b^2 = 1/2$  per un segnale binario, mentre  $\bar{x}_b = 1/2$ , per segnali piloti.

Dunque essendo la varianza di segnale non nulla,  $0 < \lambda_b < \bar{x}_b$  risulta:

$$\begin{aligned} (A/2\pi)^2 &= \frac{E_b}{N_0} = Y_b && \text{Scavola = Unidirezionale} \\ &= 2E_b/N_0 = 2\lambda_b && \text{Scavola = Bidirezionale} \end{aligned}$$

e quindi la probabilità di errore diventa

$$P_e = \frac{1}{2} Q(\sqrt{2\lambda_b})$$

Scavola = Unidirezionale

Scavola = Bidirezionale

Se è la minima probabilità alternativa mediante la quale si va di un Notched Filter.

Analizzando ora il circuito costitutivo del Notched Filter.

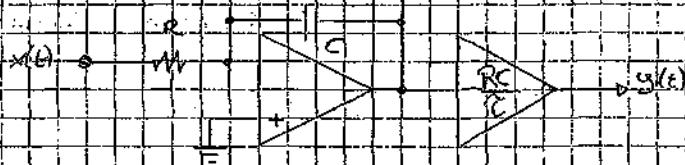
Considerando la curva comparsa dei valori deve avere  $P(t) = 1 - p(t)$ , vediamo che

per un  $p(t)$  rettangolare occorre allargare una risposta così come con una curva trapeziale.

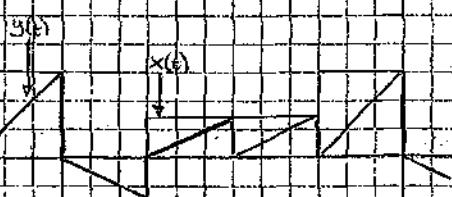
Le curve sono contratte sul fondo che  $p(t) < 0$  per  $t > T/2$  ed esatta al di fuori

quelle chiudono  $T/2$ .

Per comporre l'impulso dobbiamo usare un circuito allora, poniamo l'integrale and Differ (integrazione e differenziale).



Alcuni esempi di un confrontazione. Immagazzino insieme gli impulsi con istanza zero, un modello di  $y(t)$  sia uguale ad un'altra di ogni impulso, dapprima l'integrazione (donna), quindi l'integrazione facendo a zero il resto di  $y$  assicurando così che non ci siano errori TS.



## PROBABILITÀ DI ERRORE H-ARIA

La Ternaria Binaria è quella che garantisce la maggiori comunità di discorsi per un dato rapporto S/N con questo PES solo due livelli e non più, ovvero informazioni di meno di quelli PES.

La Ternaria binaria PES avverte la decisione richiede molto più forza sonora perché gli simboli imprecisi sono i segnali portatori di meno informazioni. La forza del segnale di un segnale ternario è quindi equivalente

Per questi motivi la Ternaria binaria è cioè vantaggiosa per il trasferimento come le informazioni digitali da corrente vocale, cioè la forza è proporzionale al rapporto S/N e relativamente grande.

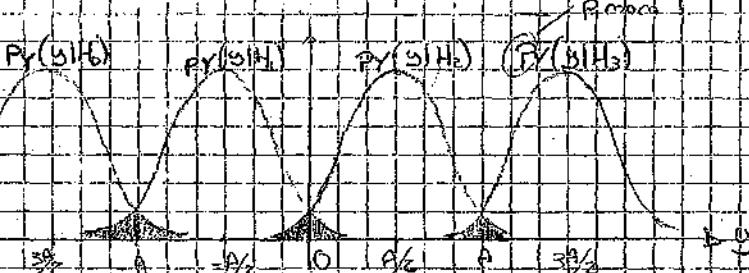
Così dunque allo stesso PES si ha una maggiore probabilità di errore.

Prendiamo il caso più comune di segnale filato con un numero pari di livelli equivalenti

$$\text{car} = \pm 1/2, \pm 3/2, \pm 5/2, \dots \pm (M-1)/2$$

diponiamo che i simboli siano equiprobabili quindi

$$P_e = \frac{1}{M} (P_{e1} + P_{e2} + \dots + P_{eM})$$



Questo grafico mostra la PDF condizionata di uno segnale PAM quaternario con simboli equiprobabili.

da regola di decisione (Decision Rule) per la risemplicazione richiede ordine Ternario di segnale. (nel senso che questo corrisponde alla PES ternaria) La PES ternaria risulta nel disegno per  $y = 1, 0, -1$

Queste sono le sole ottime per minimizzare Pe, cioè sono tutti i simboli hanno uguali probabilità degli errori. I due estremi, per car = ± 3/2 vengono

$$P_{e1} = P_{e2} = Q(A/2)$$

e quindi

$$P_e = P_{e1} = 2Q(A/2)$$

perché entrambi le oscillazioni del circuito (positive e negative) producono errore per i simboli estremi. car = ± 3/2

Le probabilità media di avere errori quindi:

$$P_e = \frac{1}{4} \cdot 6Q\left(\frac{A}{2}\right) = 3Q\left(\frac{A}{2}\right)$$

ovvero il 50% più grande di un segnale binario con la stessa informazione Ternaria.

Generalizzando di circa con M simboli con  $M=2^k$  livelli di segnale:

$$y = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \frac{M-1}{2}$$

ossia avremo che  $P_{e1} = P_{eM} = Q(A/2)$

mentre gli  $M-2$  simboli intermedi hanno probabilità di errore doppie

$$P_e = \frac{1}{M} \left[ 2 \cdot Q\left(\frac{A}{2}\right) + (M-2) \cdot 2Q\left(\frac{A}{2}\right) \right] = \frac{2M-2}{M} Q\left(\frac{A}{2}\right) = 2\left(1-\frac{1}{M}\right) Q\left(\frac{A}{2}\right)$$



Se si riduce l'equazione  $P_e = Q(A/2)$  quando  $M=2$  e  $P_e \approx 2Q(A/2)$  quando  $M \gg 2$ .

Ora razioniamo  $A/2$  con  $P_0$  potenza del segnale e  $P_e$  densità di errore, ottenendo un rapporto di errore con ampiezza media per il caso  $M=\infty$ :

$$E_H = \alpha \cdot Z_{\text{eq}}$$

dove:

$$Z_{\text{eq}} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{P_0}{2} \cdot \frac{t}{dt}$$

Se gli  $M$  livelli di ampiezza sono riportati su  $P_0$ , è somma dei  $P_i$  più:

$$\alpha = \frac{1}{M} + \frac{3}{2} + \dots + \frac{(M-1)}{2} \frac{A}{d} = P_{\text{tot}}$$

$$\alpha^2 = \frac{1}{M} + \frac{1}{12} \sum_{i=1}^{M-1} (i+1)^2 \left(\frac{A}{d}\right)^2 = \frac{M^2-1}{12} \cdot A^2$$

Quindi avendo  $Z_R = Z \cdot E_H$  otteniamo:

$$\left(\frac{A}{d}\right)^2 = \frac{3}{M-1} \cdot \frac{E_H}{Z_{\text{eq}}} = \frac{3}{M-1} \cdot \frac{1}{Z_{\text{eq}}} = \frac{6}{M^2-1} \cdot \frac{S_e}{N_o}$$

come si può vedere corrisponde  $M^2-1/2 \cdot Z_{\text{eq}}$  allungato con  $\beta$  di circa  $10\%$ .

L'equazione appena descritta risulta a questo punto di probabilità di errore media corrispondente al modo risultato anche per la probabilità di errore di un singolo bit  $T$ -ario con AWGN.

La ricezione di  $M$  bit viene detta trasmettere messaggi binari, e la parte di  $T$  bit vedi che cosa succede a Parigi. Si ragiona così sul come

funziona  $\beta$  per le considerazioni di trasmissione di  $M$  bit. Per le  $M$  trasmissioni differenti non c'è possibilità di errore, se queste siano precedute, invece, da

• Probabilità di errore media

• legame tra errori e potenza del segnale e densità di rumore

non funzionano esattamente per due ragioni. Sono comprensibili:

- La probabilità di errore  $M$ -ario è diverso dal solo "bit"

- Probabilità di errore  $T$ -ario è diverso dalla probabilità di errore sui  $M$  bit.

Quando le due relazioni hanno un'ampiezza non zero non si ha

probabilità di errore.

Peraltro non dicono che l'errore  $M$  è diverso da  $T$  per il rapporto di

correlazione quando i bit del messaggio recengono uniti in blocchi di lunghezza pari a  $\log M$ . Ma  $T$  ed  $M$  sono in relazione stretta.

$$\beta_M = \frac{1}{2} \log M$$

Adesso si trova un legame tra la probabilità di errore sul singolo bit  $P_e$  e la probabilità di errore  $P_{e,M}$  trascurando il bit uno risulta (ogni bit un bit) rapporto proporzionalmente alla  $\beta_M$ . Se lo si scrive come rapporto dividendo l'equazione della somma di blocchi corrispondente a superare un livello di ampiezza nella forma donde  $M$  bit, si ottiene il rapporto col bit di un bit nel blocco di  $\log M$  bit.

Quando:

$$\frac{P_{e,M}}{P_e} = \frac{\beta_M}{\beta_B}$$

Bit Error Probability (BER)

Ora ampiando l'espressione della BER con la relazione ceca/ritardo binaria e accordando le perdite media di uscita H-cria, allora

$$\frac{P_{\text{ber}}}{M} \approx \frac{1}{2} \frac{H-1}{M} \frac{Q(\frac{1}{2})}{\frac{S_{\text{in}}}{N_0 + S_{\text{in}}}}$$

e quindi:

$$\left(\frac{A}{20}\right)^2 = \frac{6}{H^2 - 1} \frac{S_{\text{in}}}{N_0 + S_{\text{in}}} = \frac{6 P_{\text{out}} M}{H^2 - 1} X_5$$

dove  $S_{\text{in}}$  è la superiore dell'uscita, scritto in dimensione  $\sqrt{\frac{S_{\text{in}}}{N_0 + S_{\text{in}}}} = \frac{S_{\text{in}}}{\sqrt{N_0 + S_{\text{in}}}} = \frac{S_{\text{in}}}{\sqrt{M} P_{\text{out}} M}$   
inteso con il filo additivo. Questa semplifica le distanze dei sistemi con segnalazione H-cria considerando tutto in funzione della energia per bit del messaggio.

### Confronto tra Sistemi BINARI e H-cria

Supponiamo che vi sia comunque un rapporto di segnalazione  $H-1 = 3$  K baud e rapporto  $(S/N)_0 \approx 2 \text{ dB}$  (valori tipici di un sistema telefonico).  
Sufficiente quindi di avere un filtro additivo di un ampio rettangolare  $M=2$  con  $X_5 = 1$  e

$$\left(\frac{A}{20}\right)^2 = \frac{3}{H^2 - 1} \left(\frac{S/N}{M}\right) = \frac{6 P_{\text{out}} M}{H^2 - 1} X_5$$

La segnalazione binaria produce una banda libera di circa  $1000 \text{ Hz}$  per un rapporto  $(S/N)_0 = 400$ , che fa un bit rate molto basso.

Al confronto una segnalazione H-cria incrementa il P. bit rate ( $T_b = \frac{1}{2} P_{\text{out}} M$ ) ma aumenta anche la sua quantità. Per distanza fissa i guadagni di banda sono dovuti alla diminuzione di H-cria e mantenendo lo stesso flusso.

### MPU SO DI NYQUIST

Discuteremo ora il caso di telecomunicazioni digitali su canali a banda limitata, cioè quando la banda di telecomunicazione non è abbastanza grande per permettere di trasmettere le quattro componenti del segnale rettangolare del segnale rettangolare. Per intendersi di dati. D'altra parte non sono compatti, di grande complessità, creati apposta per non creare ISI.

L'impulso di Nyquist viene presentato in termini di segnalazione H-cria con  $H \geq 2$  e intervallo di segnalazione  $D = \frac{1}{2} T_b$ .

Per evitare potenziali problemi di ISI si ricorre a interrappresentazione, ovvero a un impulso  $p(t)$  che esalta le perdite di ricettore su un intervallo simbolico che è il guadagno del trasmettitore compreso le perdite della trasmissione. Il risultato ha come effetto di ridurre le ISI.

$$y(t) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} \alpha_k p(t-t_k-KD)$$

e vogliamo che  $p(t)$  abbia le seguenti caratteristiche:

$$p(t) = \begin{cases} 1 & t=0 \\ 0 & t=t_k, k \in \mathbb{Z} \end{cases}$$

Si cerca le condizioni per avere queste ISI.

Supponiamo che un'ultra impulso in modo da avere lo spazio dell'impulso sia grande rispetto a

$$P(p)=0$$

$$P \geq B$$

da cui

$$B = \frac{\pi}{2} + \frac{3}{2}$$

$$0 \leq B \leq \frac{\pi}{2}$$

Questi teoremi ti spiegheranno perché di avere tempo velocità del segnale rispetto al tempo.

$$\tau = 2(B - \beta)$$

$$B \leq \tau \leq 2B$$

nel cui  $B$  può essere interpretato come  $P$  massimo della Potenza di banda di trasmissione, quindi:

$$B_+ > B$$

Il Teorema della Simmetria Testigiale di Nyquist dice che se conosciamo  $p(t)$  e tutto resto di  $P(p)$  siamo soddisfatti se  $p(t)$  ha la forma:

$$p(t) = p_p(t) \sin(\omega t)$$

con  $\int p_p(t) dt = P_p(p) = 0$

$$|\omega| > \beta$$

$$p_p(0) = \int p_p(p) dp = 1$$

Quindi ora  $p(t)$  ha per definizione del Teorema le proprietà che vogliamo:  $P$  minima,  $\omega$  minima,  $P$  massima rispetto a  $\omega$  dominio delle frequenze oddesse omogene. Il secondo requisito, infatti,

$$P(p) = P_p(p) * \left[ \left( \frac{1}{2} \right) \Pi \left( \frac{\omega}{\beta} \right) \right]$$

che consente di due segnali a banda limitata da ancora una volta che  $P(p)$  sia reale e pari anch'esso.

$$B = \beta + \omega/2$$

Sai che  $p(t)$  è reale e pari quindi  $P(p)$  come tutte le funzioni pari non ha simmetria orizzontale.

$P(p)$  ha simmetria verticale intorno alla frequenza  $\omega = \beta/2$ .

Le funzioni che soddisfano le condizioni di Nyquist sono molte, includeva così qualsiasi  $p_p(t) = 1$  e quindi  $p(t) = \sin(\omega t)$ .

Supponendo che questi segnali consentiscono l'interpretazione di banda limitata da  $\omega$  a  $\omega + 2\beta$  ma in particolare non oltre un punto critico. Infatti, l'intervallo di frequenza con frequenza relativa pari all'intervallo è  $1/\Delta$  con  $\Delta \rightarrow 0$ , di conseguenza un piccolo errore  $\epsilon$  di interpretazione comporta un errore del confronto.

$$g(\tau_x) = \alpha_x \sin(\omega x) + \sum_{k \neq 0} \alpha_k \sin((k\Delta - k\beta)x)$$

e il SI nel secondo Teorema può essere approssimato grande.

I problemi di interpretazione possono essere affrontati riducendo il rapporto di bandalizzazione e uscendo dalla situazione considerando spettri a valori di asse 0 cioè de-

$$P_p(p) = \frac{1}{4\beta} \cos \frac{\pi p}{2\beta} + \frac{1}{2}$$

afforzati:

$$\rightarrow |p| < \frac{\pi}{2} \cdot \beta$$

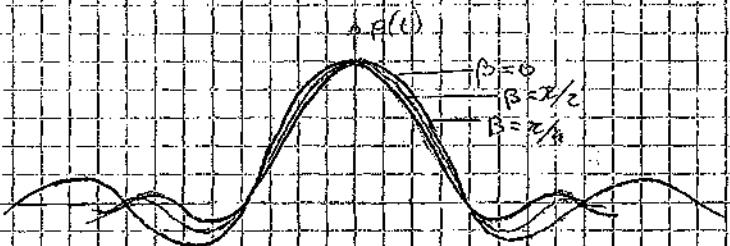
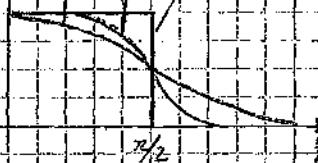
$$P(p) = \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi p}{2\beta} \left( |p| - \frac{\pi}{2} + \beta \right) \rightarrow \frac{\pi}{2} \cdot \beta < |p| < \frac{\pi}{2} + \beta$$

$$0 \rightarrow |p| > \frac{\pi}{2} + \beta$$

Periodo corrispondente zero.

$$p(t) = \frac{\cos 2\pi \beta t}{1 - (4\beta t)^2} \sin \omega t$$

$$P(p) \cdot \begin{cases} \beta = \pi/2 \\ \beta = \pi \\ \beta = 0 \end{cases}$$



TOP

Quando  $\beta > 0$  lo spazio ha un toll off Ravagato (o sfera sempre più) mentre l'accelerazione di  $p(t)$  decide sempre più rapidamente che manca tempo.

Le espansioni di  $P(p)$ ,  $P(p)$  e  $p(t)$  si possono fare due fili retti molto simili fra di loro, soprattutto quando  $\beta = \pi/2$  (tali toll off).

Se spazio per  $\beta = \pi/2$  si riduce alle forme di coseno e la  $p(t)$

$$P(p) = \frac{1}{2} \cos^2 \frac{\pi p}{2\pi} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi p}{2} \right) \right] \quad |p| \leq \pi$$

$$p(t) = \frac{\sin \pi t}{1 - (\pi t)^2}$$

La forma d'impulso è esattamente uguale al ricontrario  $P(p)$  dei simboli  $D$  e  $p(\pm 0.5\pi) = 1/2$ .

Un segnale si mette in moto con questi campioni così il passaggio a zero esattamente a metà tra i centri degli impulsi ogni volta che si apre una porta. La tempesta viene considerata più nella velocità del 50% delle velocità di segmentazione  $\tau = B$  ovvero  $2\pi$ .

Questo riflette che il campo spaziale decresce avendo

$$p(t) = \frac{\sin \pi t}{1 - (\pi t)^2}$$

è quindi un processo di tutte le proprietà sopra descritte.

## Filtri Terminati Ottimi

Ora si considerano gli impulsi rettangolari e anche se il filtre adattato non funziona se cercando solo di trovare una filtre attivo che minimizza la distanza di errore.

Questo diventa una filtre come relativamente semplice da trasformare sotto determinate condizioni.

1° IR reale deve essere reale e le componenti  $A_k$  devono essere immobili ed equiportanti

2° IR reale di transizione deve essere simmetrica, cosa che necessariamente è obbligatorio.

3° L'impulso di filtre deve essere uno impulso di Nyquist

4° IR reale deve essere additivo con media nulla e distorsione ignorabile, cosa che deve essere garantito.

Per permettere l'utilizzo di come filtri distorsionali, è utile utilizzare la  $H_T(p)$  come filtre di trasmissione  $H_T(p)$  una funzione di come  $H_C(p)$  e un altro in uscita  $H_R(p)$ .

$$G_m(p)$$

$$x(t) \rightarrow H_T(p) \xrightarrow{S_1} H_C(p) \xrightarrow{+} H_R(p) \rightarrow y(t)$$

Il diagramma indica un sistema di trasmissione dove viene inviato un filtre di trasmissione  $H_T(p)$  una funzione di come  $H_C(p)$  e un altro in uscita  $H_R(p)$ .

IP degante un microfono P = P<sub>x</sub> + P<sub>c</sub>

10%

$$x(t) = \sum_k a_k p_x(t-k\tau)$$

e la sua potenza elettrica:

$$G_x(p) = \sum_k |p_x(t)|^2$$

dove  $P_x(p) = \mathbb{E}[|p_x(t)|^2]$  e

$$\sigma_d^2 = \sigma_n^2 = \frac{H-1}{12} A^2$$

quindi la potenza termica sarà

$$S_T = \int_{-\infty}^{+\infty} |H_T(p)|^2 G_x(p) dp = \frac{H-1}{12} A^2 \pi \int_{-\infty}^{+\infty} |H_T(p) P_x(p)|^2 dp$$

l'effetto dell'effetto di riflessione ragioniamo P<sub>x</sub> P<sub>c</sub> P<sub>x</sub> P<sub>c</sub> P<sub>x</sub> P<sub>c</sub> P<sub>x</sub> P<sub>c</sub>  
produrrà un incremento di Nequon p(t-t<sub>0</sub>) dato dal tolleramento P<sub>c</sub> periodo di termocarico.

La funzione di tolleramento complessiva del sistema sarà:

$$\textcircled{2} \quad P_x(p) \cdot H_T(p) \cdot H_c(p) \cdot H_p(p) = P(p) e^{-\frac{p}{2\sigma_d}}$$

risultando così la delta tolleranza a dare P impulso p(t), come visto il  
riduzione tolleranza per controllare il sistema in uscita.

$$N_T = \sigma_d^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H_T(p)|^2 G_m(p) dp$$

dove  $G_m(p)$  è P<sub>c</sub> potenza elettrica del microfono al ricevitore.

Tutte le equazioni scritte in questa pagina costituiscono una linea di base  
per lo studio del problema.

Essendo infatti la probabilità di essere invecchiamente rappresentata a  $(A/2\sigma)$   
e che esista un effetto termocarico che non supera il termine  $(A/2\sigma)^2$  solo basta  
a due condizioni:

1 - la potenza termocarico deve essere tenuta sotto ad un valore  
finito S<sub>T</sub>

2 - la funzione di tolleramento del P<sub>c</sub> deve soddisfare  
l'equazione  $\textcircled{2}$

Ora prendiamo  $\textcircled{2}$  e ricaviamo da questa  $|H_T(p)|$

$$|H_T(p)| = \frac{P(p)}{|P_x(p) H_c(p) H_p(p)|}$$

ed ora inseriamo P<sub>c</sub> scomposta di S<sub>T</sub> e N<sub>T</sub> per esprimere  $(A/2\sigma)^2$

$$\left(\frac{A}{2\sigma}\right)^2 = \frac{3S_T}{(H^2-1)\pi} \cdot \frac{1}{H_T}$$

dove

$$N_T = \int_{-\infty}^{+\infty} |H_T(p)|^2 G_m(p) dp = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|P(p)|^2}{|H_c(p) H_p(p)|^2} dp$$

Mettendo insieme l'equazione  $(A/2\sigma)^2$  riduciamo P<sub>c</sub> prodotto degli integrali P<sub>c</sub> di T<sub>H</sub>  
in cui H<sub>c</sub>(p) è P<sub>c</sub> una funzione da fissare controllare.

Osserviamo ora che la radice di  $T_{\text{He}}$  ha la stessa forma dello distinguo guscio di Schrödinger. Il minimo valore di  $T_{\text{He}}$  è lo stesso quando i due integrali sono proporzionali. Di conseguenza il tutto risulta otimale.

$$|H_e(p)|^2 = 3|P(p)|$$

$$\sqrt{G_m(p)|H_c(p)|}$$

dove  $g$  è una costante arbitraria. Si conclude  $P$  giudigata

L'equazione di  $|H_e(p)|^2$  risulta più semplice se si fa corrispondere del tutto ottimale alla radice quadrata.

$$|H_e(p)|^2 = |P(p)| \sqrt{G_m(p)}$$

$$g|P(p)|^2 |H_c(p)|$$

alla fine si trova  $P$  rispetto ai componenti ottimi dei due termini. Notiamo che  $P$  risulta riduttiva da sinistra per le frequenze per cui  $G_m(p)$  è negativa e invece  $P$  risulta trasmettiva per quelle per cui  $G_m(p)$  è positiva.

Sostituendo queste due equazioni  $|H_e(p)|^2$  e  $|H_c(p)|^2$  nell'equazione di  $|H_R(p)|$  si ottiene la formula definita prima.

$$\left(\frac{A}{2\omega_{\text{max}}}\right)^2 = \frac{3S_r}{(M^2 - 1)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |P(p)|^2 \frac{|H_c(p)|^2}{G_m(p)} dp$$

Nella quale facciamo calcolare la probabilità di avere inserendole nell'equazione

$$P_e = z \left( \frac{1}{M} - \frac{1}{M+1} \right) Q \left( \frac{a}{2\omega_1} \right)$$

Il caso di rumore bianco con  $G_m(p) = \Delta_0/2$  è un caso con probabilità  $1$  cioè con  $|H_c(p)| = 1/2$ , e così:

$$\left(\frac{A}{2\omega_{\text{max}}}\right)^2 = \frac{6S_r/\Delta_0}{(M^2 - 1)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |P(p)|^2 dp$$

ma se  $S_r/L = S_r$  e  $\int_{-\infty}^{+\infty} |P(p)|^2 dp = 1$  si ha:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |P(p)|^2 dp = 1$$

otteniamo:

$$\left(\frac{A}{2\omega_{\text{max}}}\right)^2 = \frac{6}{M^2 - 1} \cdot \frac{S_r}{\Delta_0 \pi} = \frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1}$$

Se confermiamo che i due valori producono lo stesso punto di separazione di un filtro adattivo.

## EQUAZIONE

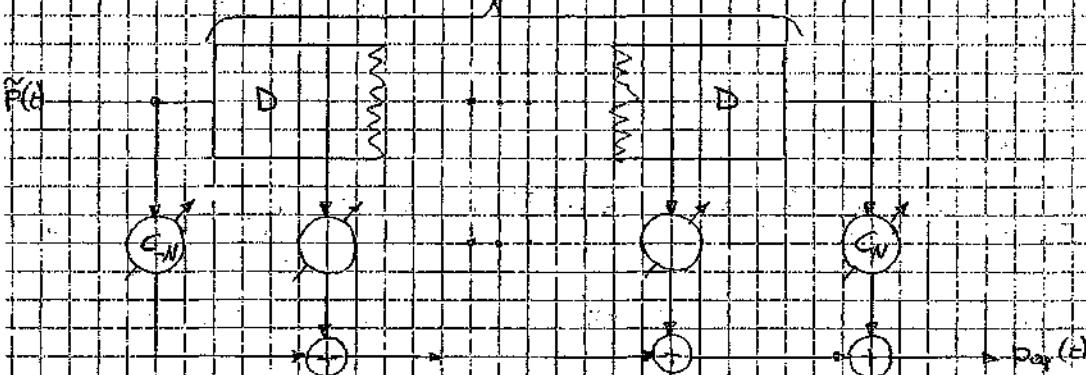
(10)

Il momento Pieno e la ricerca di un solo prodotto qualche residuo di TSI rimane comunque a causa di imprecisioni del calcolo o conoscenze incomplete delle caratteristiche del mercato.

Quando un filto equalizzatore viene messo insieme tra P(t) e la risorsa e l'aggiornamento.

Questo equalizzatore si chiama P(t) o P(t) è la risorsa.

Totale Natai 2ND



Questo filto è un equalizzatore ai 2nd. Tali come chiamato totale P(t) è il prodotto di due filtri:  $\hat{p}(t)$  che riguarda le conoscenze con P fisso a  $t=0$  e  $P(t)$  che è un equalizzatore.

L'uscita equalizzata sarà:

$$P_{eq}(t) = \sum_{m=-N}^N C_m p(t-m) - ND$$

e corrispondendo a

$$t = kD + ND$$

otteniamo

$$* \quad P_{eq}(t) = \sum_{m=-N}^N C_m \hat{p}(k) - mD - \sum_{m=-N}^N C_m p(k+m)$$

che è appena un'edizione della matrice di classificazione

$$\hat{p}_k(t) = \hat{p}[(k-m)D]$$

L'equazione \* prende la forma di una convoluzione discreta

I devo dire che tutti gli TSI sono composto da un equalizzatore e qualche

$$P_{eq}(t_n) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

ma questo non può essere ragionevole perché P(t) è il guadagno delle PNT. Tali sono le cose del mercato di cui discorriamo.

Potremmo risolvere integrando il guadagno come

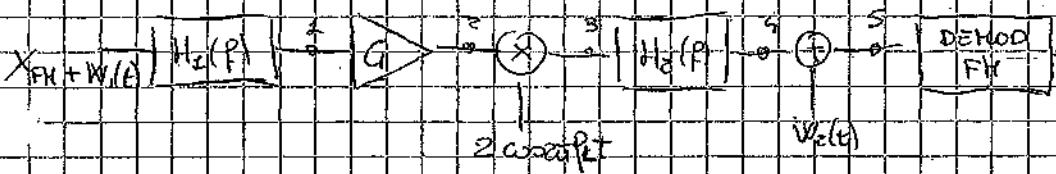
$$P_{eq}(t_n) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k=\pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases}$$

quando faccio il zero per ogni filto del resto di  $P_{eq}(t)$  e i corrispondenti guadagni ricavati da queste prime due equazioni sono sommati nello stesso modo

$$\begin{array}{l} P_0 = \hat{p}_{\pm 0} \cdot C_{\pm 0} = 0 \\ P_{\pm 1} = \hat{p}_{\pm 1} \cdot C_{\pm 1} = 0 \\ P_0 = \hat{p}_0 \cdot C_0 = 1 \\ P_{\pm 1} = \hat{p}_{\pm 1} \cdot C_{\pm 1} = 0 \\ \vdots \\ P_N = \hat{p}_N \cdot C_N = 0 \end{array}$$

La matrice/sequenza di cui al L'equilibratore zero forza è la cui  
struttura e il cui ruolo nel processo di numerazione è il frutto dell'interazione  
intreccia politica e le si consiglia di essere semplice.

Comptoni Koen



$x(t)$  band B = 4 kHz

$$\text{Power } P_x = 0.8 \text{ V}^2$$

$$f_x = 42 \text{ kHz}$$

$$A_0 = 1 \text{ V}$$

$$P_0 = 300 \text{ mW}$$

$$V_{IF}$$

$$P_{IF} = 51 \text{ mW}$$

$$x_{RF}(t) = A_0 \cos(2\pi f_x t + 2\pi f_0 t + \phi(t))$$

- ~~Individuare la banda del P. e la banda del demodulatore~~
- ~~Banda del filtre IF~~

Soluzione

Potenza:

$$P_x = \langle x_{RF}^2 \rangle = \frac{A_0^2}{2} = 0.5 \text{ V}^2$$

$$\text{Banda } (z(P_x + z_B)) = 100 \text{ kHz}$$

~~Individuare la banda del demodulatore~~

Soluzione: se è un ricevitore Superheterodina, quindi se esiste un segnale IF a 100 kHz e la class periferia a 5 MHz per centrale su  $H_2$ , po due ipotesi:

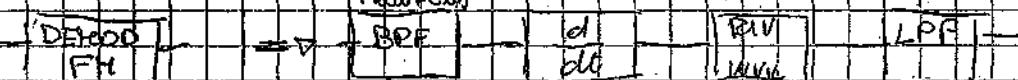
$$f_a = 105 \text{ MHz} \quad \text{o} \quad f_a = 95 \text{ MHz}$$

~~Individuare la banda del demodulatore~~  $f_M$  tale che

~~( $f_M$ )  $\gg$   $f_a$~~

Se si assume che è un Superheterodina, siamo come ipotizziamo i  $f_{IF}$  e  $f_{demod}$   $f_M$

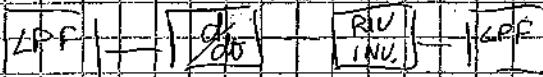
Frequenza



Se  $H_2$  seleziona la banda, per rimuovere  $f_M$  e di dare eliminare  $f_M$   $f_{IF}$

L'immagine, per minimizzare  $f_M$  deve essere il doppio di  $f_{IF}$  e di  $f_{demod}$ .  
Per mantenere questo do un minore  $f_M$  quando we

• Determinazione del modello PTF e decomposizione



e decomposizione

• Determinazione del rapporto ( $\frac{S}{W}$ ) dove  $S$  è la PSD di fondo

determinato dalla PTF rispetto alla PSD di fondo.

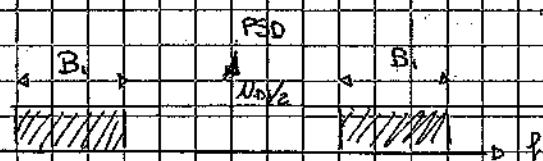
Se P punto è piano:  $x_1(t) + m_1(t)$

$$\left( \frac{S}{X} \right)_1 = \frac{S}{M_1} = \frac{A_0}{2} \cdot \frac{x_{FT}(t)}{N_0 + B_1}$$

$$x_2(t) = G_1(x_1(t) + m_1(t))$$

$$= G_1(A_0 \cos(\omega t - \phi(t)), m_1(t) \cos(\omega t) - m_1(t) \sin(\omega t))$$

$$\phi(t) = 2\pi f_0 \int x(t) dt$$



$$x_3(t) = x_2(t) \cos(\omega t) = \frac{G_1 A_0}{2} \cos(\omega t - \phi(t)) \cdot \frac{\cos(\omega t - \phi(t))}{2} \cdot \frac{\cos(\omega t - \phi(t))}{2} \cdot \frac{\cos(\omega t - \phi(t))}{2} = \frac{G_1 A_0}{2} \cos^4(\omega t - \phi(t))$$

a questo punto siamo costretti a scrivere un modello di fondo perché non quadratura

$G_{M1}$  = fondo in fase

$G_{Mq}$  = fondo in quadratura

$$PSD_{M1} = PSD_{Mq}$$

$$PSD_{M1} = PSD_{Mq}$$



le fronti di calore



Dopo il FT  $\rightarrow$  potere in fase, potere com  $PSD = G_1 M_1 + M_2$

$$Potere in quadratura \quad PSD = G_1 M_2 + M_2$$

$$\text{Power Noise} = \frac{(A_{dB} - N_{dB})^2}{Z} P_{RF}$$

PSD di tutto  
zumma sordobande

Preq. (+) qui Preq. (-)

### • 10.2.1.1. P. demodulazione

$$P_S(x(t)) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} M_{q,ur}(f) df$$

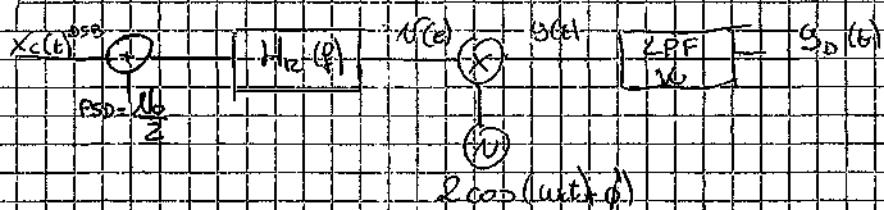
$M_{q,ur}$  è Porte in quadratura di tutto il rumore spaziale

$$\text{Assumiamo che } A_m(f) \rightarrow \text{NCF} \quad | \quad |A_m(f)|^2$$

$$d \quad \frac{d}{dt}, \text{ integr}$$



### ESEMPIO 10.2.0.3



$$x_c(t) = x_c(t) \cdot m_c(t) - A_c x_c(t) \cos(\omega_c t) + M_q(t) \cos(\omega_c t) + M_q(t) \sin(\omega_c t)$$

$$y(t) = (A_c x_c(t) \cos(\omega_c t)) \cos(\omega_c t + \phi) + 2 M_q(t) \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \phi) + 2 M_q(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \phi)$$

$$y(t) = [A_c x_c(t) + M_q(t)] \cos \phi + M_q(t) \sin \phi + O(zat)$$

$$(3) \quad S_o = \langle (A_c x_c(t) \cos \phi)^2 \rangle = A_c^2 \cos^2 \phi S_x$$

$$\text{rumore} = M_q(t) \cos \phi + M_q(t) \sin \phi$$

$$\text{noise Power} = \langle (M_q(t) \cos \phi + M_q(t) \sin \phi)^2 \rangle$$

Pot. rumore = ~ pot. del rumore LPF connesso in serie con la portante.  $(A_c x_c(t) + M_q(t) \cos \phi + M_q(t) \sin \phi)$

$$\text{Power Noise} = \langle M_q(t) \cos^2 \phi + M_q(t) \sin^2 \phi + 2 M_q(t) \cos \phi \sin \phi \rangle$$

$$\text{mo. } \langle M_q^2(t) \rangle = \int \text{PSD}_{m_q}(f) df$$

$$N_0 \text{ PSD}_{m_q} = \text{PSD}_{m_q}$$

$$\langle M_q^2(t) \rangle = \int \text{PSD}_{m_q}(f) df$$

W

W

$$\text{Power Noise} = 2 W N_0 \cos^2 \phi + 2 W N_0 \sin^2 \phi$$

$$\langle M_q^2(t) \rangle = \text{area del PSD} \quad \langle M_q^2(t) \rangle = \text{area PSD}_{m_q}$$