

UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI TRIESTE



Dipartimento di

Fisica

Dipartimento d'Eccellenza 2023-2027

Segnali e Radio

Fondamenti Fisici di Tecnologia Moderna

Federico Dogo

TRIESTE, 2024

CONTENTS

1. Segnali
2. Sistemi di telecomunicazioni
3. Radio supereterodina
4. Circuiti integrati
5. Rumore termico dei dispositivi
6. Modulazioni



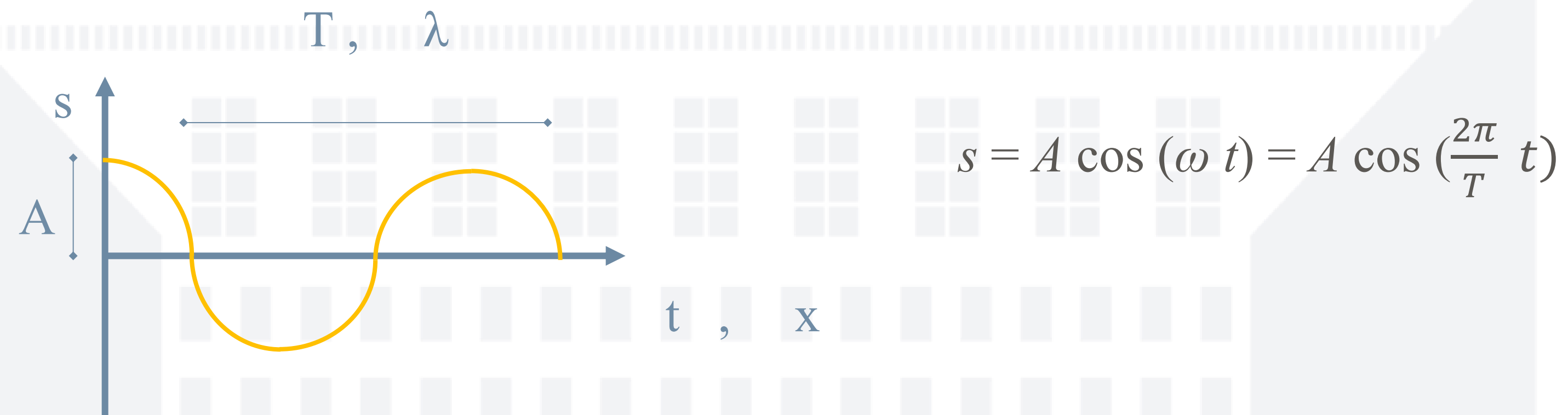
Segnali



RAPPRESENTAZIONE DEI SEGNALI

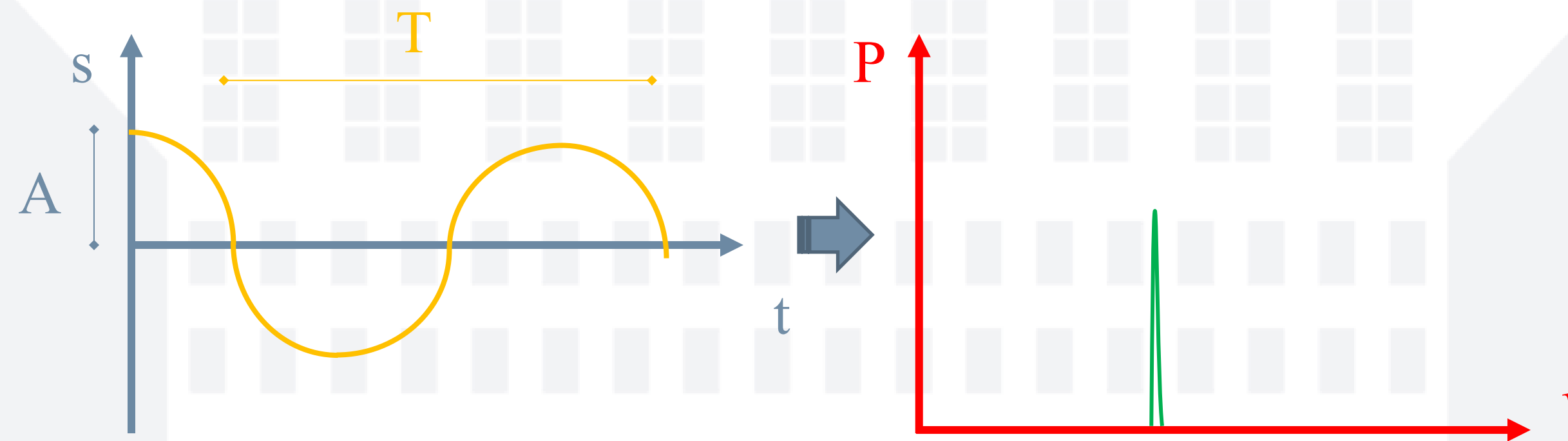
Un segnale è una funzione che convoglia una informazione riguardo un fenomeno. Tipicamente ciò avviene sottoforma di una onda elettromagnetica o di una corrente elettrica che trasporta dati da un sistema o una rete a un altro terminale.

Consideriamo un segnale "semplice": sinusoidale periodico. Per esempio pensiamo a una persona che vocalizzi una nota per un certo lasso di tempo (qui non tratteremo segnali più complessi). Il segnale viene rappresentato come un onda caratterizzata da lunghezza d'onda λ , periodo T , e ampiezza A :

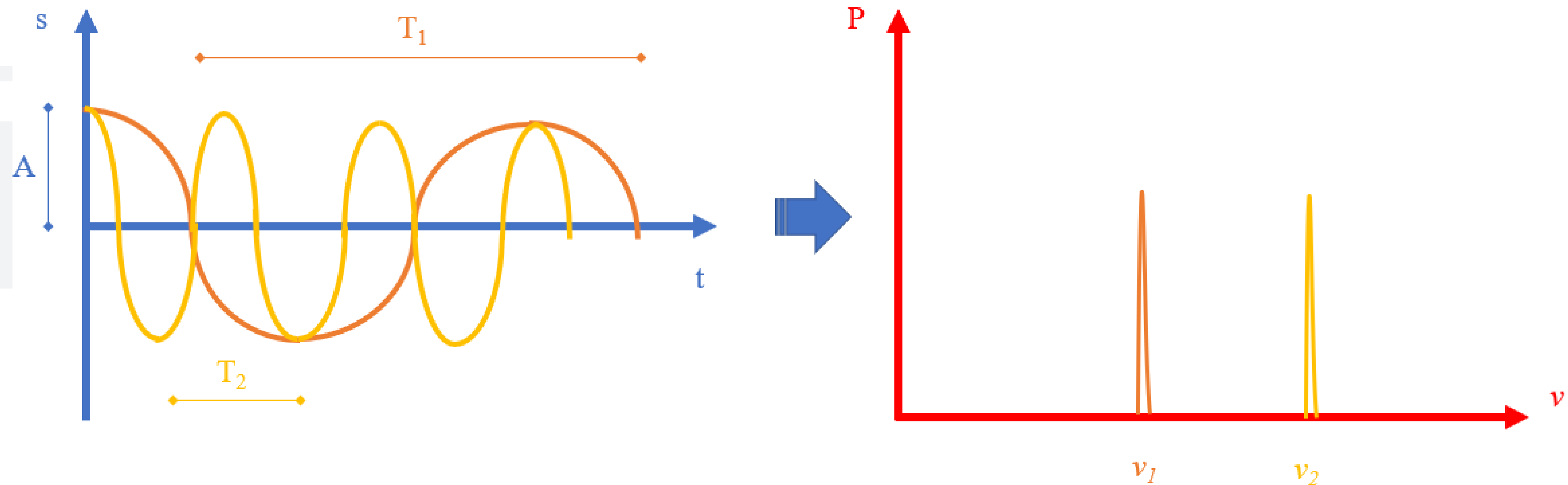


- Per definizione la frequenza è l'inverso del periodo $\nu = 1 / T$ ed è indipendente dall'ampiezza.
- Da ultimo, la potenza P di un segnale periodico s ci è data da $P = \langle s^2(t) \rangle$ (media temporale).

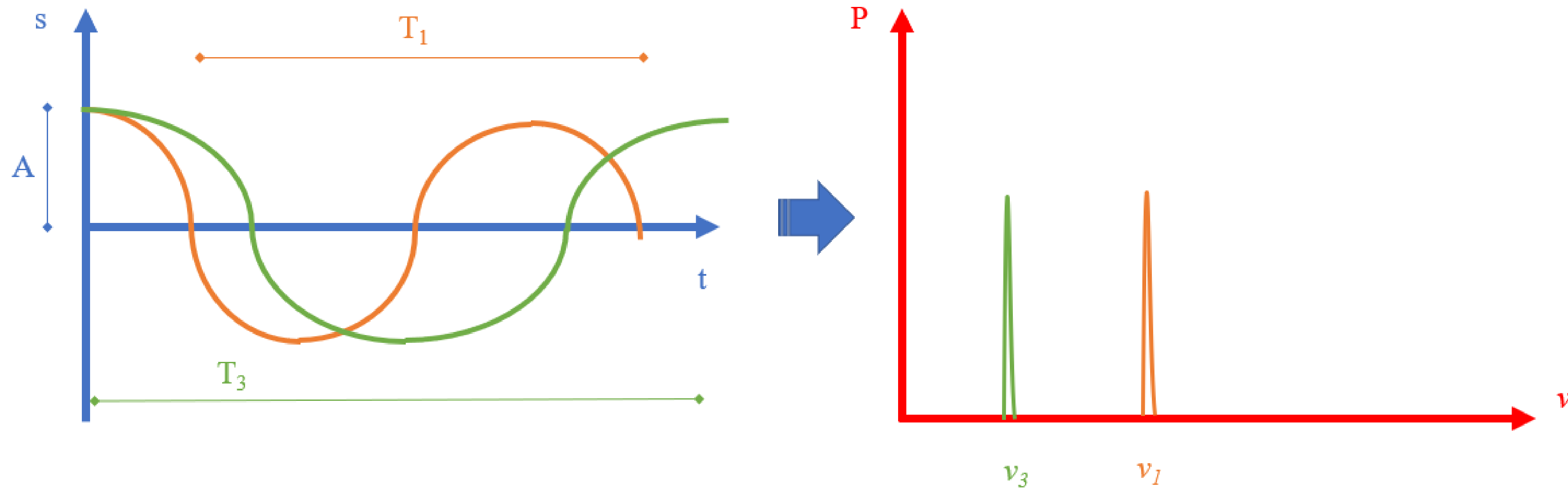
Possiamo allora rappresentare il nostro segnale in un piano diverso da quello precedente: al posto del tempo t consideriamo la frequenza ν e al posto dell'ampiezza A il segnale sarà caratterizzato dalla potenza P .



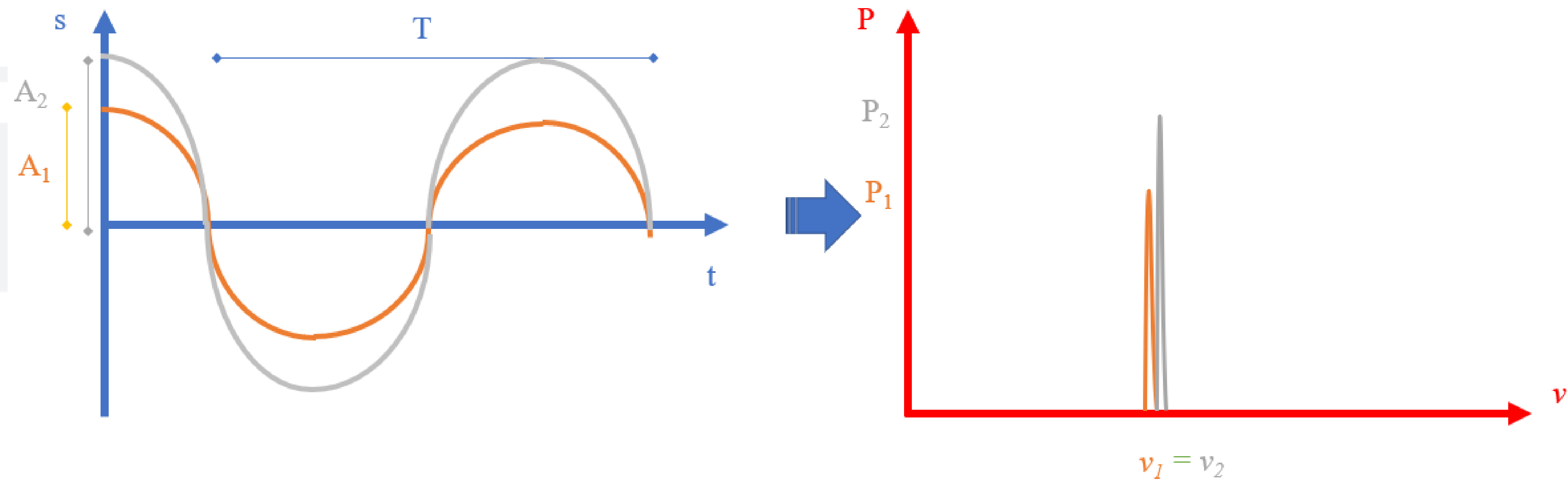
- Un segnale sinusoidale periodico che avrà periodo più breve T_2 rispetto a T_1 avrà frequenza $\nu_2 > \nu_1$.



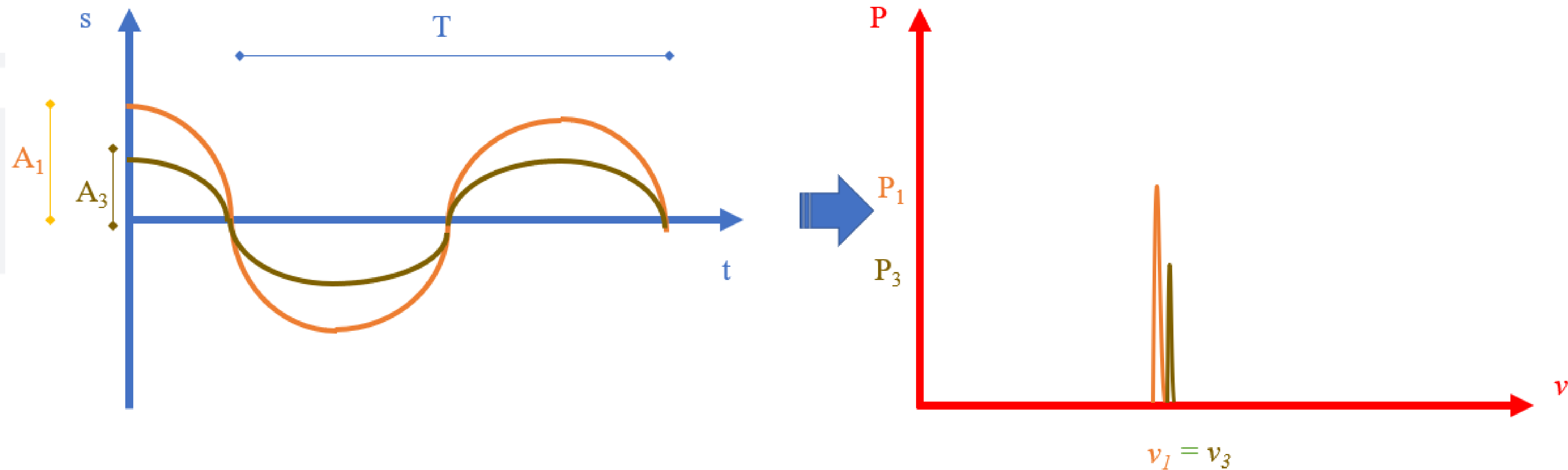
- Un segnale sinusoidale periodico che avrà periodo maggiore T_3 rispetto a T_1 avrà frequenza $\nu_3 < \nu_1$.



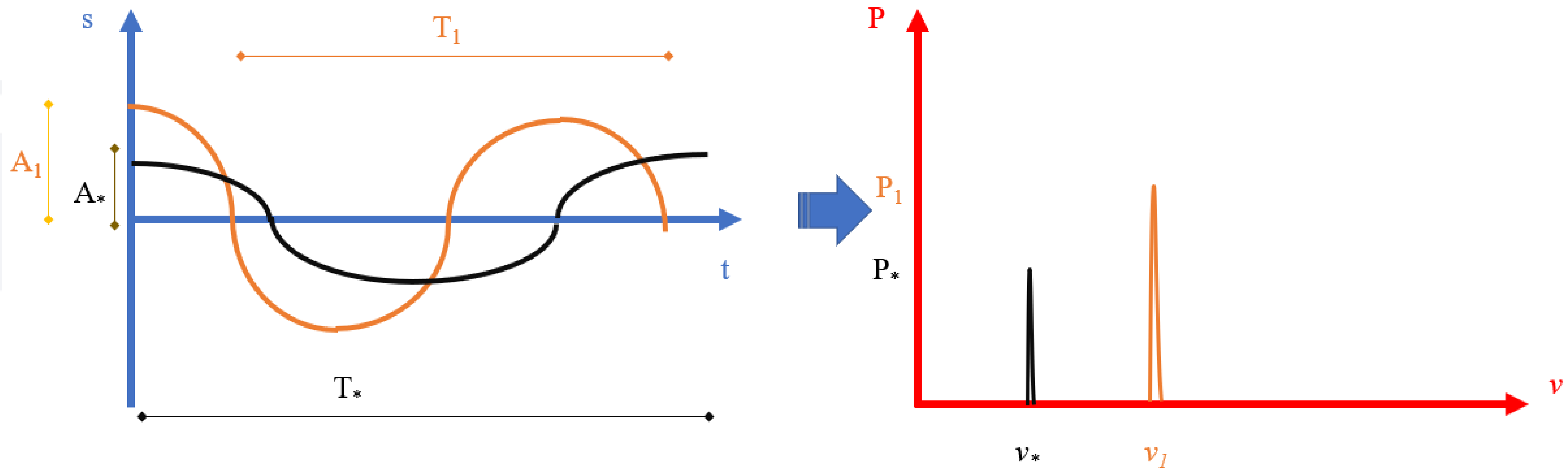
- Un segnale sinusoidale periodico che avrà ampiezza maggiore A_2 rispetto a A_1 avrà potenza $P_2 > P_1$.



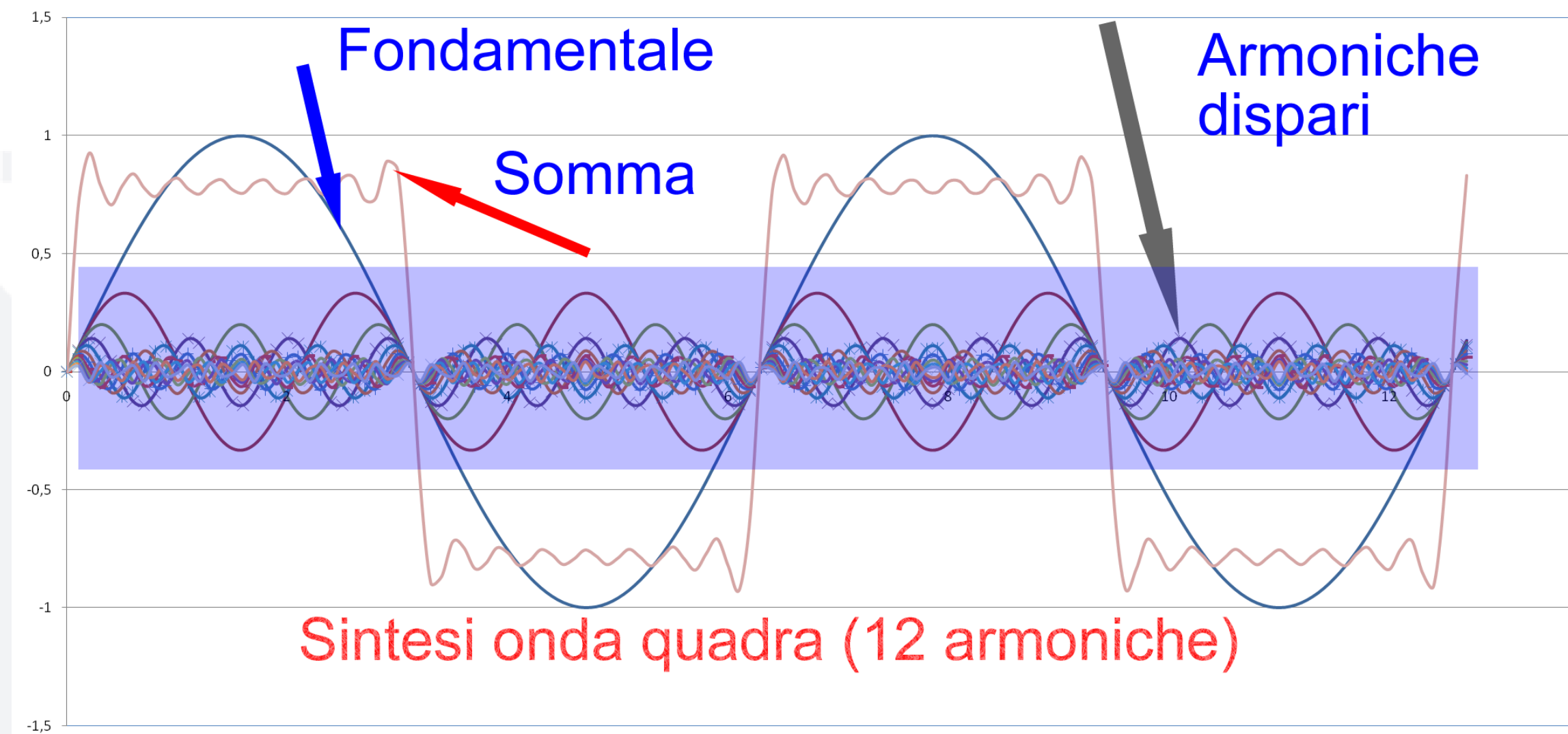
- Un segnale sinusoidale periodico che avrà ampiezza minore A_3 rispetto a A_1 avrà potenza $P_3 < P_1$.



- E naturalmente valgono anche tutte le varie combinazioni...



Finora stiamo trattando segnali composti da una sola sinusoide: è bene ricordare che per la verità i segnali reali sono sostituiti da varie componenti che coprono una vasta varietà di frequenze. La teoria di Fourier ci aiuta a individuare le varie componenti.



RUMORE - INTRODUZIONE

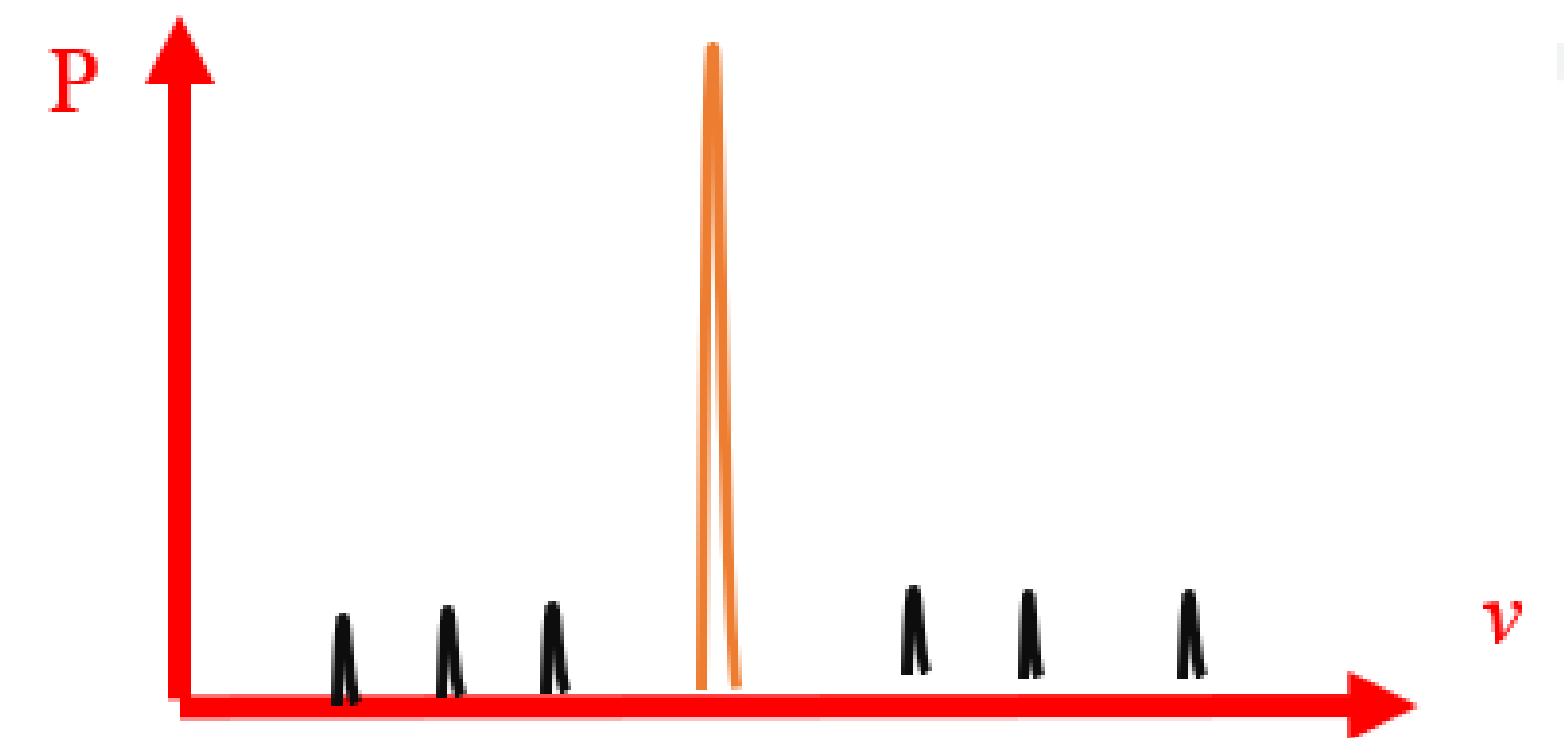
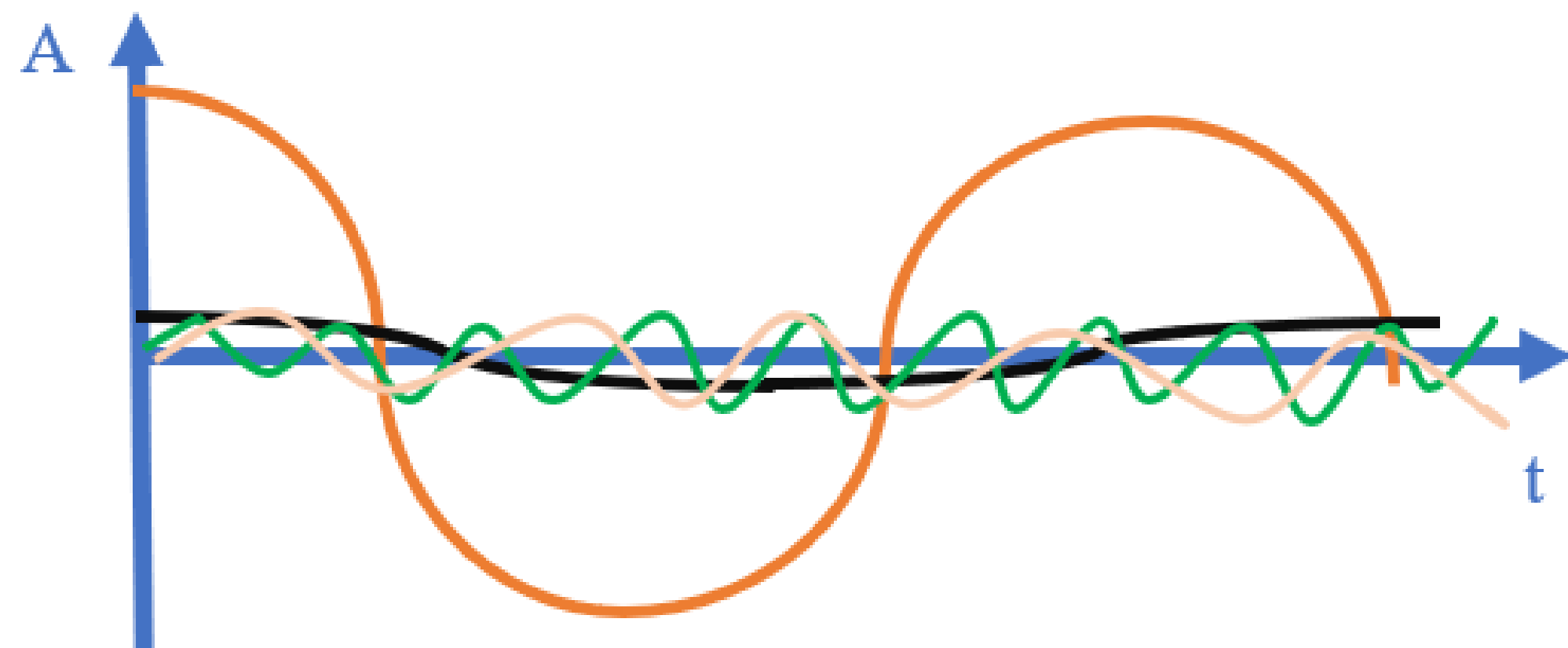
Tra i vari motivi per cui questo è un segnale ideale, c'è il fatto che non abbiamo considerato il rumore.

- Nella realtà abbiamo **sempre** almeno un **rumore di fondo**, anche se di piccola entità, cioè ampiezza, ovvero potenza.
- Per esempio, quando una persona parla, abbiamo sempre un rumore di fondo al di sopra del quale cerchiamo di alzare il volume della voce.
- Inoltre, il rumore è introdotto **non solo dall'ambiente**, ma dagli apparecchi stessi che rilevano il segnale.

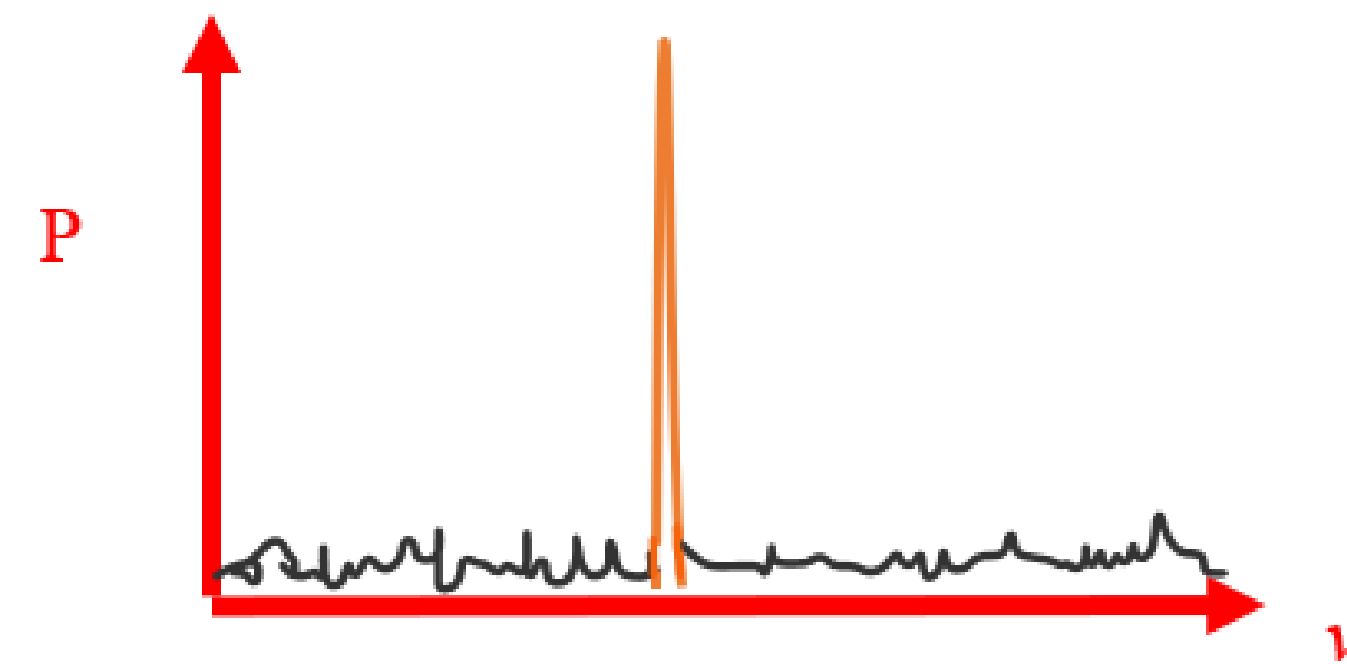
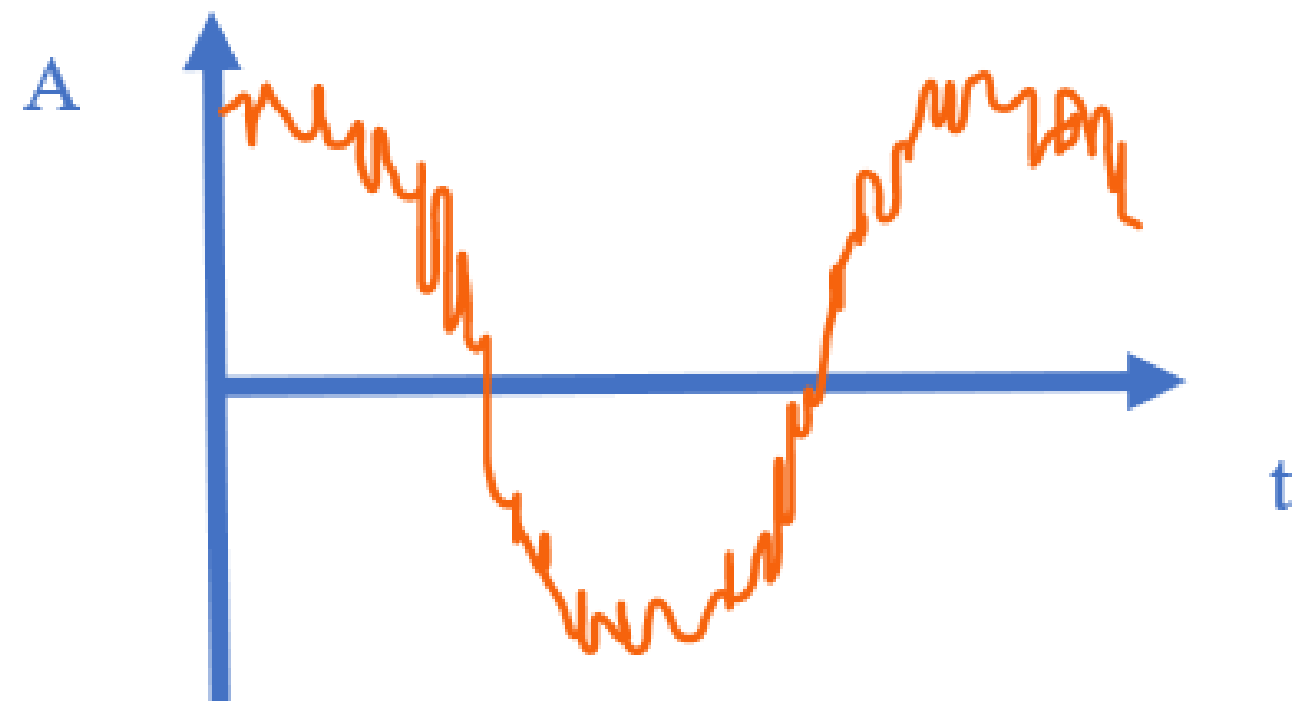
Il rumore consiste in variazioni indesiderate del segnale originate nel segnale stesso o dal sistema di comunicazione:

- **non può essere evitato;**
- **però può essere analizzato e mitigato.**

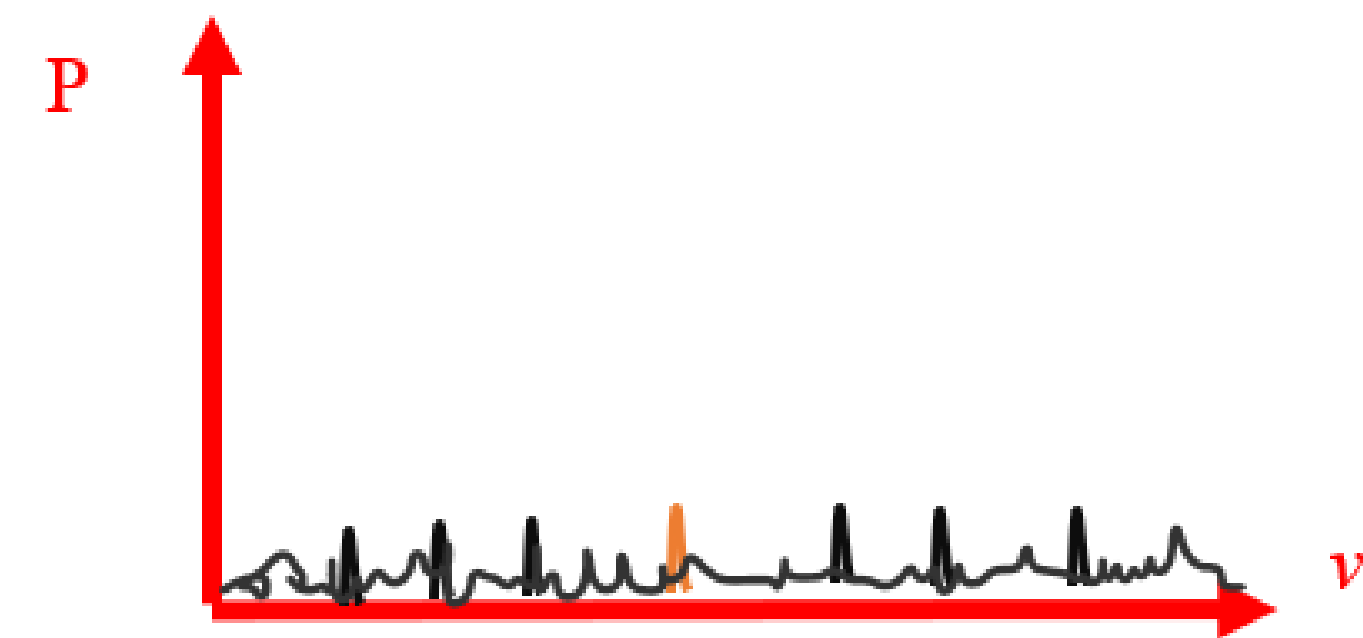
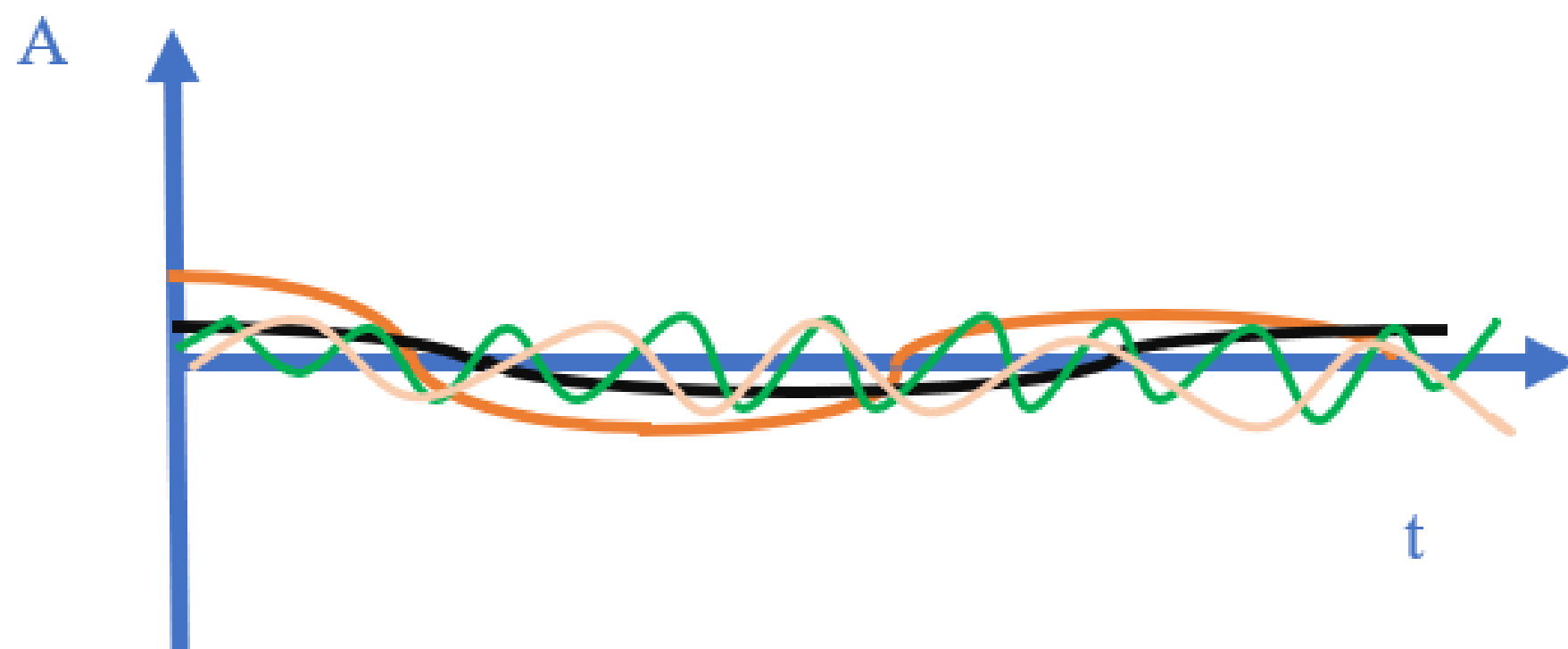
Il rumore può essere rappresentato come una composizione di altre sinusoidi di varie lunghezza d'onda che si sovrappongono indistinguibilmente tra loro.



Il rumore si somma al segnale alterandolo.



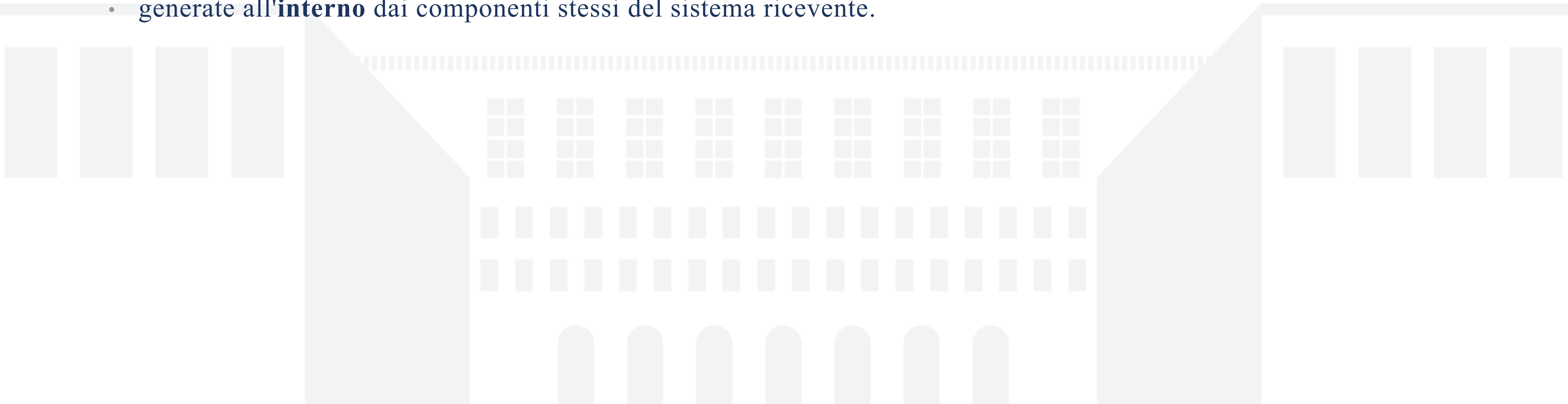
Quando il segnale è basso o il rumore alto, non si distingue più il segnale dal rumore.



SORGENTI E TIPI DI RUMORE

La potenza del rumore è il risultato di processi casuali come il flusso di cariche o di lacune in un dispositivo a stato solido, la propagazione attraverso la ionosfera o altri gas ionizzati o le vibrazioni termiche di qualsiasi componente a una temperatura superiore allo zero assoluto. Quindi le sorgenti del rumore possono essere:

- emesse da **sorgenti esterne** e che sono raccolte dal ricevitore (cioè dall'area dell'antenna: atmosfera, spazio, ...),
- generate all'**interno** dai componenti stessi del sistema ricevente.



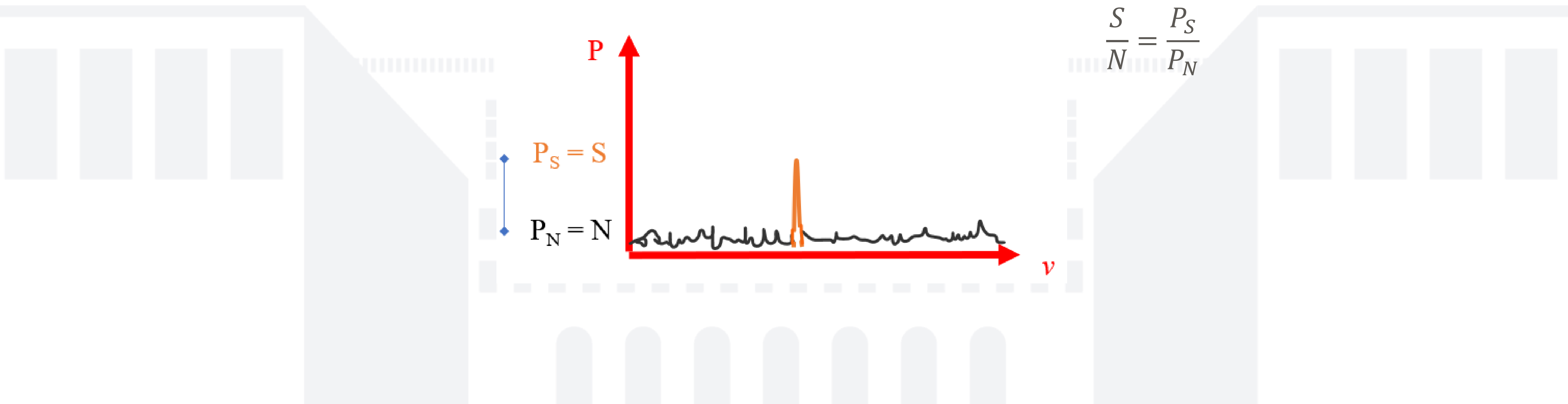
Tali disturbi interni possono essere dovute a diversi processi, dando origine a vari tipi di rumore:

- il **rumore termico**, noto anche come rumore di **Johnson** o di **Nyquist**, è il tipo più elementare di rumore, causato da movimenti/**vibrazioni** casuali di cariche o portatori di carica nei dispositivi e nei materiali:
 - è prodotto da tutti i dispositivi conduttori: perciò ogni sistema di comunicazione aggiunge rumore;
- lo **shot noise** è dovuto alle fluttuazioni casuali dei portatori di carica;
- il **rumore di sfarfallamento** (flicker noise o pink noise) si verifica nei componenti in cui la potenza del rumore varia inversamente con la frequenza, per cui viene spesso chiamato **rumore 1/f** (quindi interessa le basse frequenze, sotto 1 kHz);
- il **rumore del plasma** è causato dal movimento casuale delle cariche **in un gas ionizzato**;
- il **rumore quantistico** deriva dalla natura quantizzata dei portatori di carica e dei fotoni; spesso è insignificante rispetto ad altre fonti di rumore.

RAPPORTO S/R O SNR

Dunque, ciò che si desidera avere lungo tutto il percorso di un segnale (che sia un segnale naturale che stiamo captando o che sia un segnale artificiale trasmesso e ricevuto) è un migliore possibile rapporto segnale-rumore, S/R o SNR:

- questo termine indica il **rapporto** tra il livello di **potenza** del **segnale** ricevuto S e il livello di **potenza** del **rumore** N :
 - si tratta di un rapporto di potenze \rightarrow possiamo esprimerlo come differenza in decibel

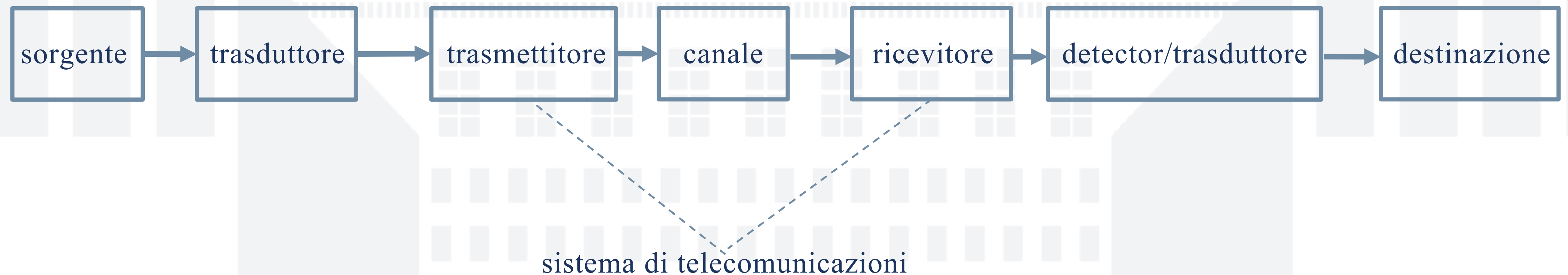


Sistemi di telecomunicazioni



Un sistema di comunicazioni muove le informazioni da una sorgente a una destinazione attraverso un canale, cercando di non alterarne il contenuto.

In particolare, una radio opera su segnali elettromagnetici, agendo sulla loro **frequenza** e la **potenza**, per generare un segnale/frequenza portante o semplicemente portante, che possa essere propagata attraverso il canale desiderato.

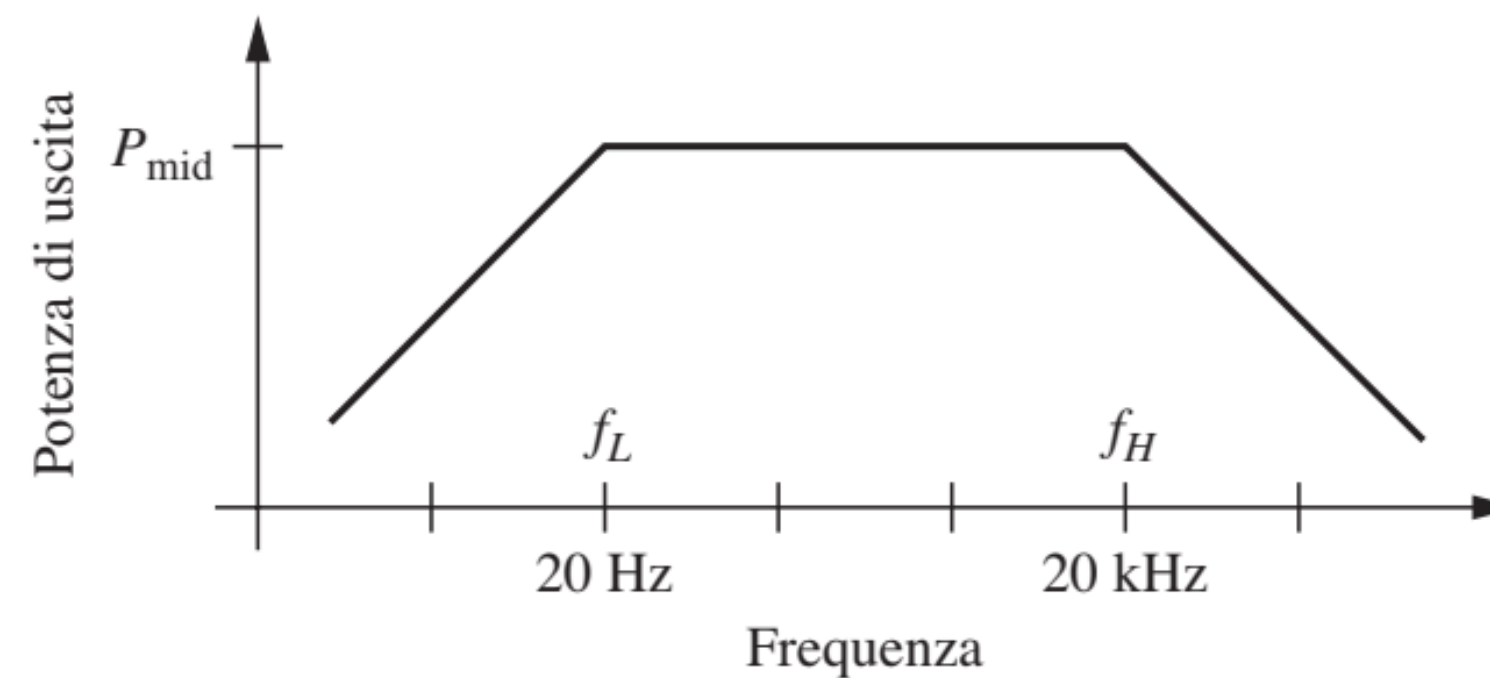


- (qui ci occuperemo solo dei segmenti della radio; successivamente del canale)

BANDA BASE

Ragioniamo d'ora in poi in termini di frequenze. Solitamente i segnali hanno frequenze basse:

- pensiamo alla voce umana che viene emessa e udita tra i 20 Hz e i 20 KHz.



Potenza di uscita in funzione della frequenza del segnale di ingresso di un amplificatore audio.

Anche altri segnali vengono prodotti nella cosiddetta **banda base**, ovvero alla loro frequenza naturale relativamente molto vicina alla frequenza 0 Hz, ovvero dal valore di **0 Hz** al valore di ν_S (frequenza limite stabilita dalla forma d'onda del segnale):

- un segnale video analogico di un broadcast televisivo va da corrente continua (o DC) a 4.2 MHz.

Consideriamo un segnale $s(t)$ con estremi di banda $(f_1; f_2)$: dunque la **larghezza di banda** è $B = f_2 - f_1$.

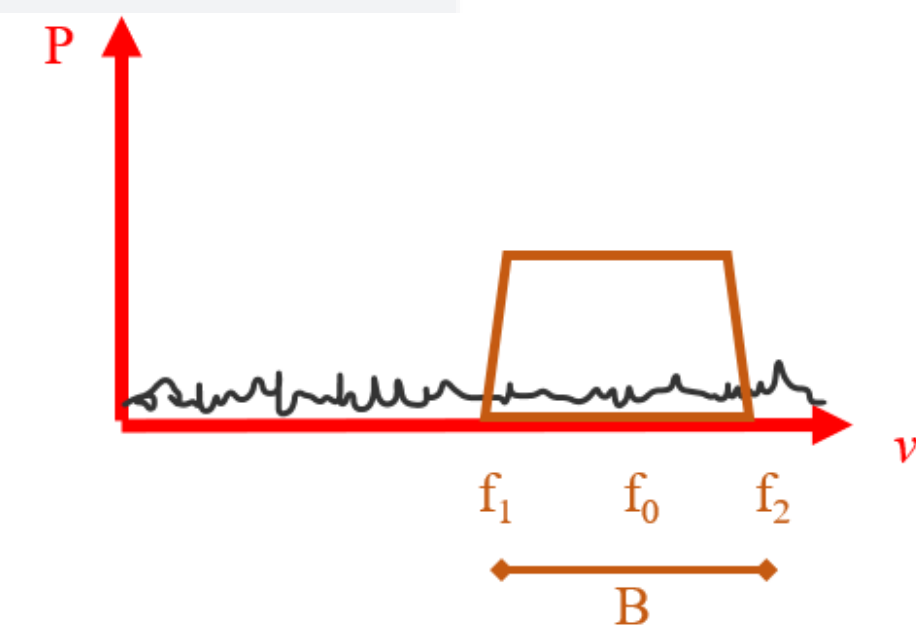
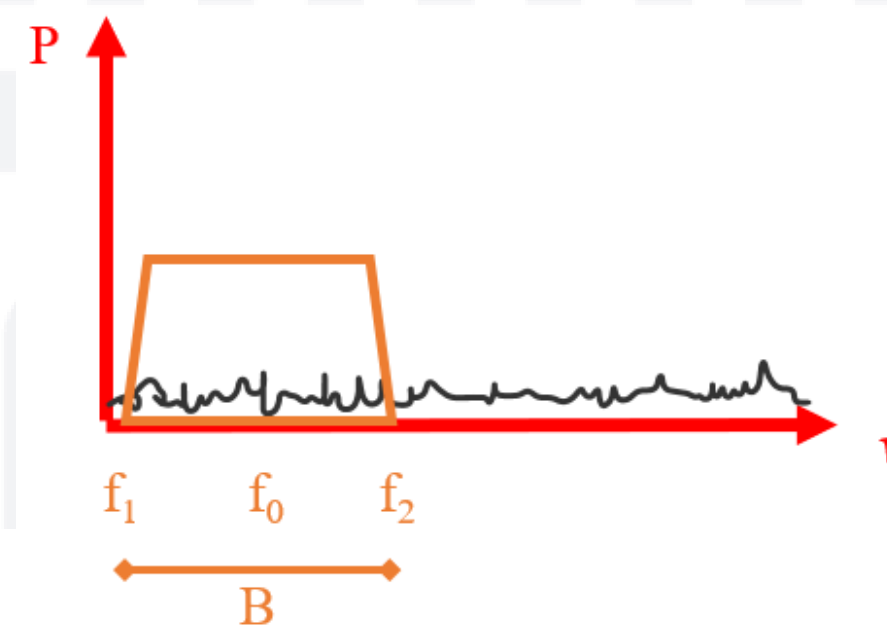
Inoltre, denotiamo con f_0 la **frequenza di centro banda** di $s(t)$, cioè, $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$.

La **larghezza di banda relativa** è definita come B / f_0 .

Allora la **banda base** si ha quando $B \approx 2 f_0$, oppure equivalentemente quando la larghezza di banda relativa è prossima al valore 2 (cioè, $B / f_0 \approx 2$).

Si parla invece di **banda passante** o **banda traslata** quando la stessa porzione di banda di frequenze è spostata a **frequenze maggiori**:

e dunque in tal caso avremo $\frac{B}{f_0} \ll 1$.



BANDA PASSANTE

Se pensiamo alle telecomunicazioni, queste non occupano si trovano a bassa frequenza, direttamente in banda base, quanto ad alta frequenza, ovvero in banda passante.

- per esempio è noto che le trasmissioni radiofoniche avvengono nei canali attorno i 100 MHz;
- se pensiamo alle frequenze in uso per comunicare con lo spazio, queste sono oltre il GHz.

Frequenze associate a segnali di impiego comune	
Categorie	Gamma di frequenza
Suoni udibili	20 Hz ÷ 20 kHz
Segnale video TV in banda di base	0 ÷ 4.5 MHz
Diffusione radio AM	540 ÷ 1600 kHz
Comunicazioni radio ad alta frequenza	1.6 ÷ 54 MHz
Televisione VHF (canali 2-6)	54 ÷ 88 MHz
Diffusione radio FM	88 ÷ 108 MHz
Comunicazione radio VHF	108 ÷ 174 MHz
Televisione VHF (canali 7-13)	174 ÷ 216 MHz
Comunicazioni marittime e governative	216 ÷ 450 MHz
Comunicazioni d'affari	450 ÷ 470 MHz
Televisione UHF (canali 14-69)	470 ÷ 806 MHz
Allocazione di banda per comunicazioni fisse e mobili	806 ÷ 902 MHz
Allocazione di banda per cellulari analogici e digitali	928 ÷ 960 MHz
Telefonia, comunicazioni personali e altro	1710 ÷ 1990 MHz
Dispositivi wireless	2310 ÷ 2690 MHz
Televisione satellitare	3.7 ÷ 4.2 GHz
Dispositivi wireless	5.0 ÷ 5.5 GHz

Le **motivazioni** per trasmettere a più alta frequenza sono vari:

- storicamente, abbiamo visto che le prime **trasmissioni transcontinentali** ebbero successo (pur non sapendone il motivo, almeno fino a Appleton) perché questo tipo di onde elettromagnetiche si riflettono nell'**atmosfera** (ionosfera);
- per un motivo analogo, ma opposto, si comunica con lo **spazio** a più alta frequenze perché l'**atmosfera è trasparente a frequenze più alte**;
- di base ad alte frequenze possono essere veicolate più informazioni, dal momento che ci si possono permettere **larghezze di banda maggiori**, e quindi un **maggior data rate**.

Dal teorema della codifica di canale di Shannon, sappiamo che il **limite massimo della capacità di canale**, ovvero banalmente il tasso di trasferimento dati che possiamo raggiungere, è dato da $C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$

dunque, per incrementare C , possiamo **migliorare S/N**, e/oppure **allargare B**.

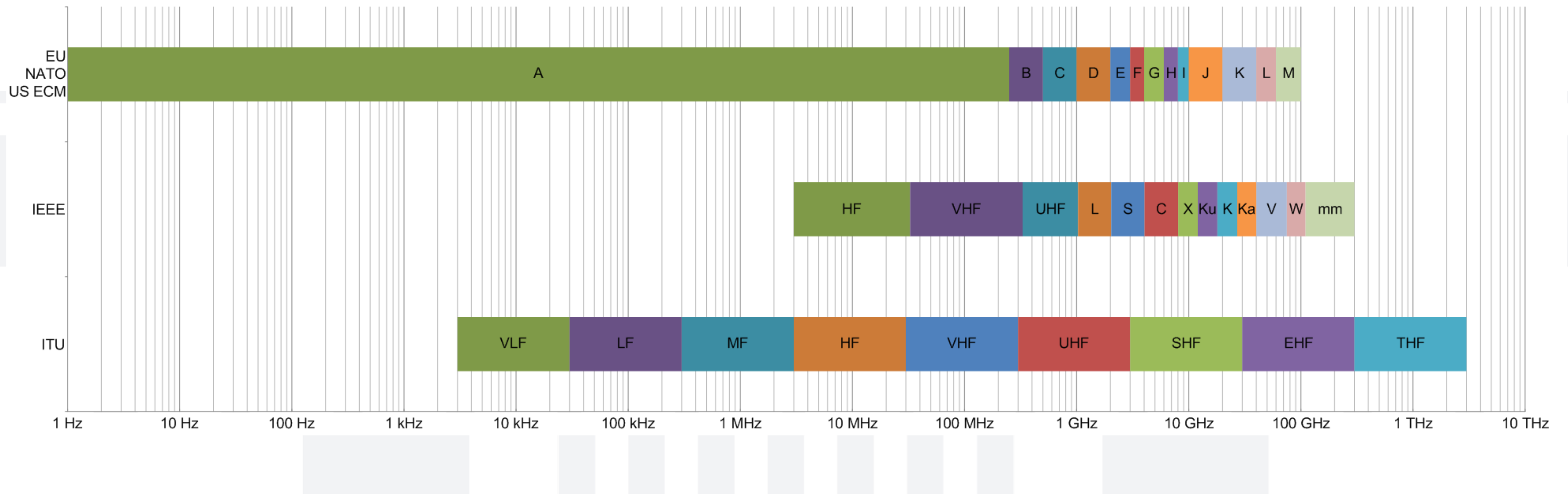
ALTA FREQUENZA

Determinare una nomenclatura per i diversi gruppi di frequenze non è facile, dal momento che non c'è un approccio univoco: se ne può delineare una classificazione di massima.

- Il blocco di frequenze fino a 3 THz (o 0.1 mm) sono denominate **radiofrequenze** (RF): le onde radio però identificano le frequenze basse (sotto i 300 MHz).
- Sopra i GHz (sopra i 300 MHz per l'esattezza) si parla di **microonde**.

La faccenda si complica perché a livello **internazionale** l'intero spettro è stato suddiviso in macrobande, la cui nomenclatura non è univoca.

BANDE AD ALTA FREQUENZA



FREQUENCY	WAVELENGTH	SAMPLE USES
300 GHz	1 mm	
Extremely High Frequencies (EHF)	Millimeter Waves	
30 GHz	1 cm	
Super High Frequencies (SHF)		Radar
3 GHz	10 cm	Microwaves
Ultra High Frequencies (UHF)		Communications Satellites Microwave Ovens Cellular Telephones
300 MHz	1 m	
Very High Frequencies (VHF)		TV Broadcast FM Broadcast
30 MHz	10 m	
High Frequencies (HF)	Short Waves	Shortwave Broadcast Commercial
3 MHz	100 m	
Medium Frequencies (MF)	Medium Waves	AM Broadcast
300 kHz	1 km	
Low Frequencies (LF)	Long Waves	Navigation
30 kHz	10 km	Submarine Communications
Very Low Frequencies (VLF)		
3 kHz	100 km	
Voice Frequencies (VF)		
300 Hz	1000 km	Audio
Extremely Low Frequencies (ELF)		
30 Hz	10,000 km	Power Transmission

banda	frequenze	lunghezza d'onda	uso
ELF	3 – 30 Hz	100 000 km – 10 000 km	
SLF	30 – 300 Hz	10 000 km – 1000 km	
ULF	300 – 3000 Hz	1000 km – 100 km	
VLF	3 – 30 kHz	100 km – 10 km	Radionavigazione a largo raggio. Attività nucleare.
LF	30 – 300 kHz	10 km – 1 km	Radiolocalizzazione marittima ed aeronautica
MF	300 – 3000 kHz	1 km – 100 m	Comunicazioni aeree e marittime. Radionavigazione. Broadcast AM
HF	3 – 30 MHz	100 m – 10 m	Collegamenti senza fili a lunga distanza fissi e mobili. Radioamatori.
VHF	30 – 300 MHz	10 m – 1 m	Broadcast FM e TV. Collegamenti in visibilità. Radiomobili civili e militari.
UHF	300 – 3000 MHz	1 m – 10 cm	Ponti radio e radiomobili terrestri. Broadcast TV. Satelliti meteo e TV.
SHF	3 – 30 GHz	10 cm – 1 cm	Ponti radio terrestri. Satelliti. Radar.
EHF	30 – 300 GHz	1 cm – 1 mm	Radar

- frequenze ancora più alte (nello spazio)

Band	Frequency (GHz)	
	Downlink	Uplink
S (deep space)	2.29–2.30	2.11–2.12
S	2.20–2.29	2.025–2.11
C	3.4–4.2	5.925–6.425
X	7.25–7.75	7.9–8.4
	8.4–8.5	7.145–7.235
Ku	10.7–12.75	13.75–14.5
Ka	17.7–21.2	27.5–31
	25.5–27.5	

Designation	Frequency range	Wavelength range	Typical uses
L band	1 to 2 GHz	15 cm to 30 cm	military telemetry, GPS, mobile phones (GSM), amateur radio
S band	2 to 4 GHz	7.5 cm to 15 cm	weather radar, surface ship radar, some communications satellites, microwave ovens, microwave devices/communications, radio astronomy, mobile phones, wireless LAN, Bluetooth, ZigBee, GPS, amateur radio
C band	4 to 8 GHz	3.75 cm to 7.5 cm	long-distance radio telecommunications
X band	8 to 12 GHz	25 mm to 37.5 mm	satellite communications, radar, terrestrial broadband, space communications, amateur radio, molecular rotational spectroscopy
K _u band	12 to 18 GHz	16.7 mm to 25 mm	satellite communications, molecular rotational spectroscopy
K band	18 to 26.5 GHz	11.3 mm to 16.7 mm	radar, satellite communications, astronomical observations, automotive radar, molecular rotational spectroscopy
K _a band	26.5 to 40 GHz	5.0 mm to 11.3 mm	satellite communications, molecular rotational spectroscopy
Q band	33 to 50 GHz	6.0 mm to 9.0 mm	satellite communications, terrestrial microwave communications, radio astronomy, automotive radar, molecular rotational spectroscopy
U band	40 to 60 GHz	5.0 mm to 7.5 mm	
V band	50 to 75 GHz	4.0 mm to 6.0 mm	millimeter wave radar research, molecular rotational spectroscopy and other kinds of scientific research
W band	75 to 110 GHz	2.7 mm to 4.0 mm	satellite communications, millimeter-wave radar research, military radar targeting and tracking applications, and some non-military applications, automotive radar
F band	90 to 140 GHz	2.1 mm to 3.3 mm	SHF transmissions: Radio astronomy, microwave devices/communications, wireless LAN, most modern radars, communications satellites, satellite television broadcasting, DBS, amateur radio
D band	110 to 170 GHz	1.8 mm to 2.7 mm	EHF transmissions: Radio astronomy, high-frequency microwave radio relay, microwave remote sensing, amateur radio, directed-energy weapon, millimeter wave scanner

RADIO E FREQUENZE

Dunque siccome le informazioni di interesse vengono veicolate tramite canali a **frequenza più alta rispetto alla banda base**, sono necessarie delle **conversioni** in frequenza.

- Lo **scopo principale della radio** è proprio quello di permettere l'accesso alle trasmissioni attraverso onde elettromagnetiche a più alta frequenza.

Siccome nelle telecomunicazioni umane occorre compiere **in due direzioni** il transito per le alte frequenze (andata e ritorno), allora sono due i dispositivi d'interesse per una radio: **trasmettitore e ricevitore**.

TRASMETTITORE

Un **trasmettitore** (Tx o **TX**) radio converte un segnale a bassa frequenza in un segnale ad alta frequenza (up-conversione):

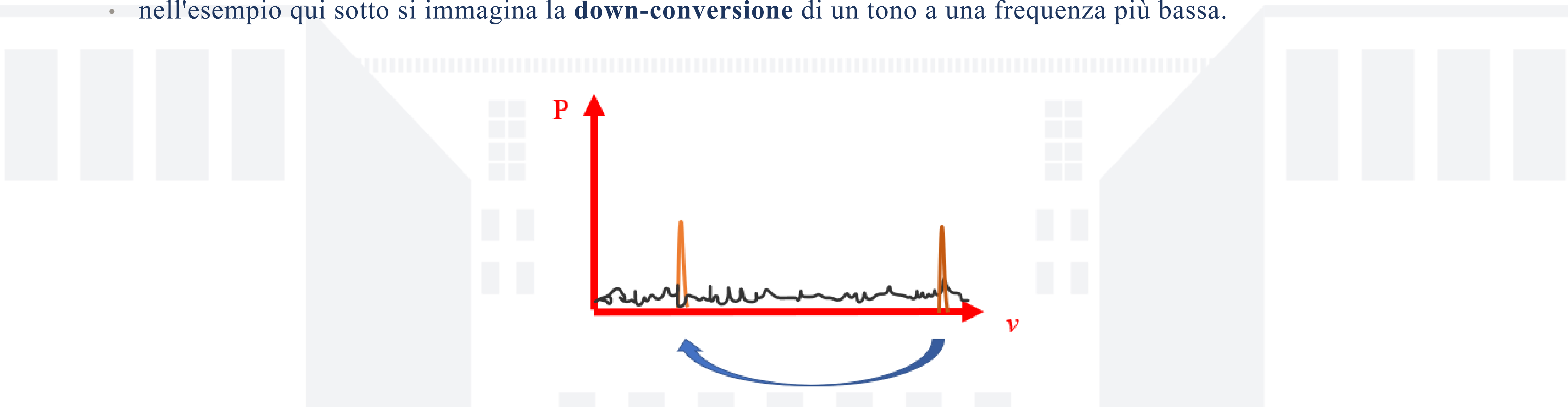
- pensiamo al segnale corrispondente a una **voce**: un **microfono** trasduce il segnale sonoro in un segnale elettrico che passa alla radio; qui il segnale viene modificato in frequenza per finire all'antenna da dove viene trasmesso;
- nell'esempio qui sotto si immagina una **up-conversione** di un tono a una frequenza più alta.



RICEVITORE

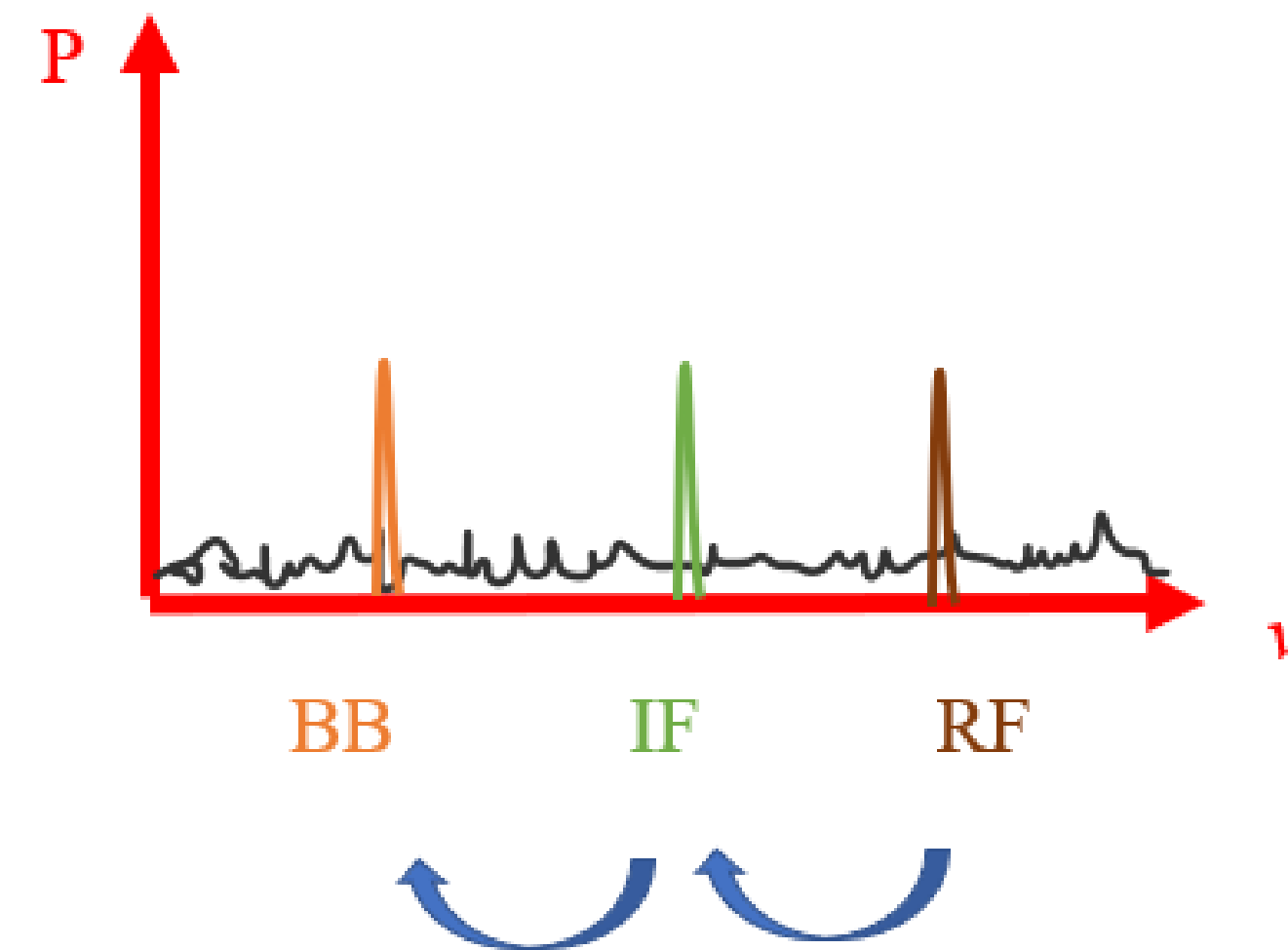
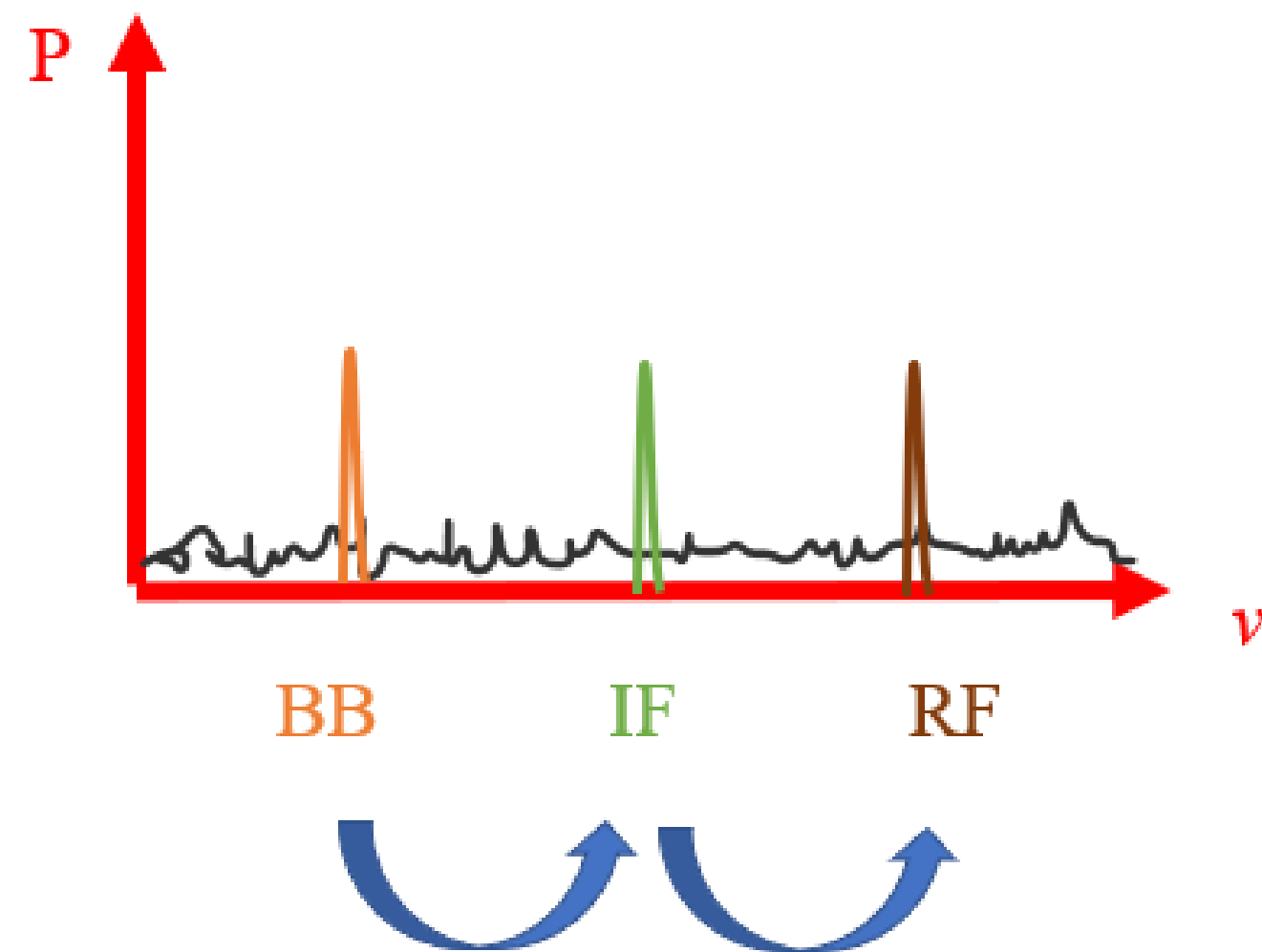
Un **ricevitore** (**Rx** o **RX**) radio converte un segnale ad alta frequenza in un segnale a bassa frequenza (down-conversione):

- una antenna rileva un segnale che consegna alla radio: qui il segnale viene convertito a più bassa frequenza e passato a un trasduttore da onde elettriche a onde sonore quale una **cassa acustica**.
- nell'esempio qui sotto si immagina la **down-conversione** di un tono a una frequenza più bassa.



Solitamente, soprattutto alle alte frequenze sopra il GHz, non avviene il passaggio diretto da radiofrequenza a banda base (per limiti dei componenti), bensì c'è un transito verso una **media frequenza**, detta appunto **IF**.

Vengono mostrati un caso **Tx** e un caso **Rx**.



Abbiamo già visto che in realtà la radio non converte un singolo tono, una singola frequenza, bensì una **banda di frequenze**. Pensiamo ai segnali sonori: si tratta di una banda di frequenze e vogliamo trasmettere tutto ciò che è udibile; d'altra parte non vogliamo che si inseriscano altre frequenze possibile causa di rumore o interferenza. Perciò quando trasmettiamo o riceviamo un segnale di qualsiasi natura, vogliamo **selezionare le frequenze** che ci interessano ed escludere le altre. Questa operazione si dice **filtraggio** e si opera tramite i filtri.

Quindi un **TX** e un **RX** selezionano una certa larghezza di banda del rispettivo segnale **in input**; altrettanto fanno **in output**, così da restituire solo quanto voluto (e così da massimizzare la potenza trasmessa...)



RADIO E LIVELLI DI POTENZA

Fin dall'inizio si è detto che la radio agisce oltre che sulla frequenza anche sulla potenza.

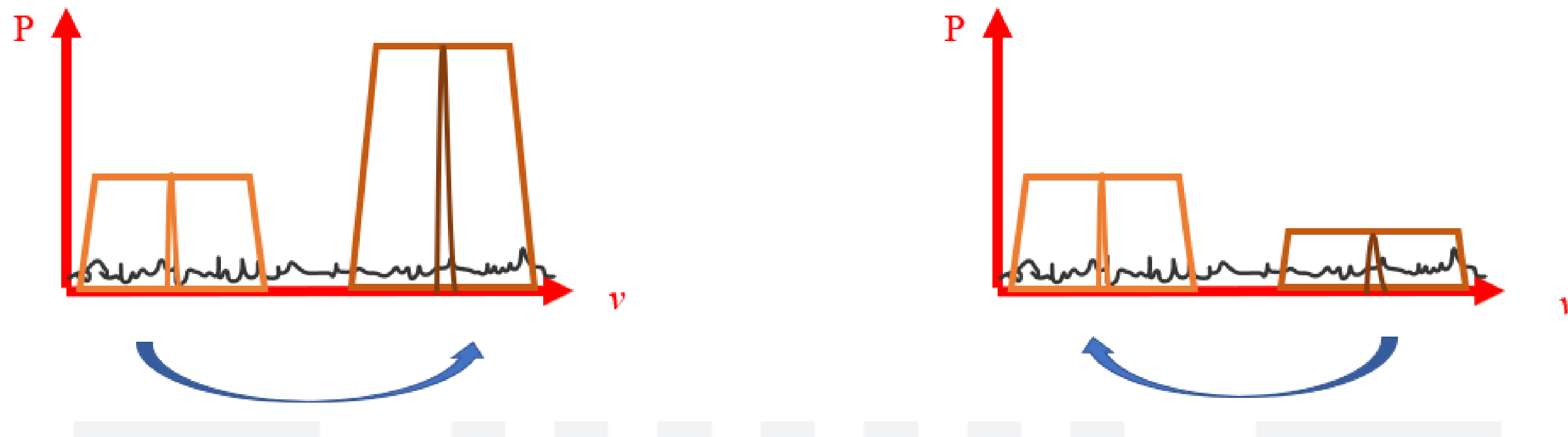
Per esempio,

- quando parliamo regoliamo il volume della voce in base a due parametri:
 - la distanza del ricevente: maggiore questa distanza, più abbiamo bisogno di alzare il volume, cioè la potenza del segnale;
 - il livello di rumore: maggiore è il brusio, più vogliamo smarcarci dal rumore di fondo.
- viceversa chi ascolta vuole distinguere una voce dal rumore di fondo.



Altrettanto fa la radio: infatti siccome la distanza e il rumore lungo il tragitto Tx-to-Rx alterano il segnale,

- il **trasmettitore** cerca di alzare la potenza trasmessa il più possibile senza alterare il segnale;
- il **ricevitore** cerca di **recuperare** e **alzare** rispetto al rumore la potenza del segnale .



Radio supereterodina

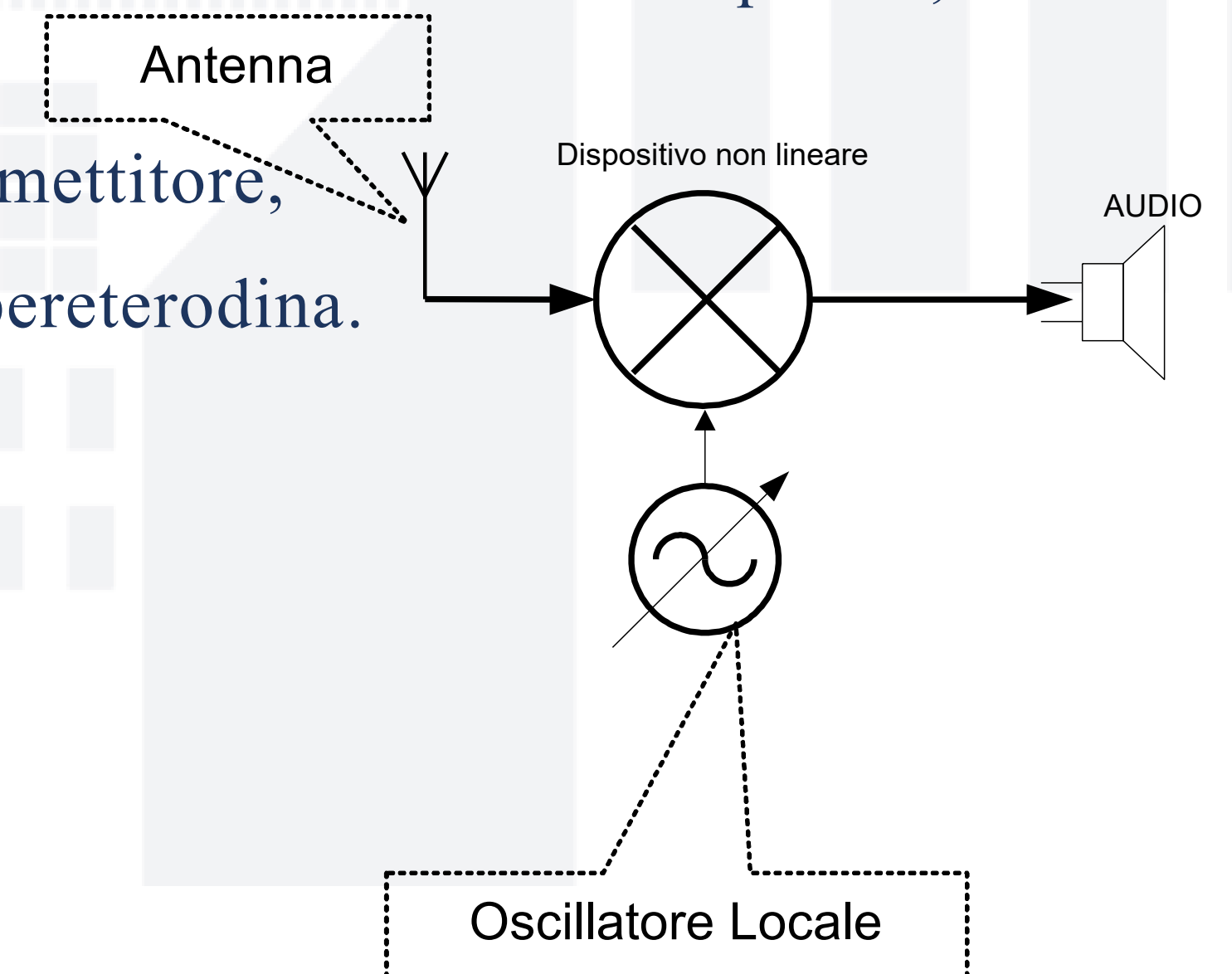


INTRODUZIONE

La denominazione **eterodina** fu inventata all'inizio del 1900 dal canadese Reginald Fessenden, con riferimento al greco **heteros** = differente e **dynamis** = potenza.

Questo termine si riferisce a un ricevitore per segnali emessi da **trasmettitori ad arco sintonizzati**:

- il ricevitore era composto da un mixer non lineare e da un oscillatore locale costituito da un alternatore in alta frequenza (massimo 100 kHz);
- fu il primo ricevitore a conversione diretta: la **conversione** arrivava direttamente in bassa frequenza, cioè si ascoltava direttamente con la cuffia il segnale telegrafico (Morse) ricevuto;
- però, l'alternatore usato come oscillatore locale si comportava come un trasmettitore, ovvero disturbava il segnale d'interesse: il sistema fu abbandonato per supereterodina.



Negli anni 1910/1915 Edwin Armstrong e Levy indipendentemente modificarono il principio della eterodina, costruendo l'oscillatore locale con un circuito a triodo (inventato da de Forest nel 1913). Invece di convertire la frequenza radio in ingresso dall'antenna direttamente in bassa frequenza, si fece una conversione alla **frequenza intermedia (IF)** fissa di 50 kHz. A questa frequenza IF si applicò un **amplificatore selettivo**, composto da filtro e amplificatore, prima di essere inviato il segnale al trasduttore/detector per estrarne il segnale acustico da inviare agli altoparlanti. Il sistema fu chiamato **supereterodina** (super sta per supersonico).

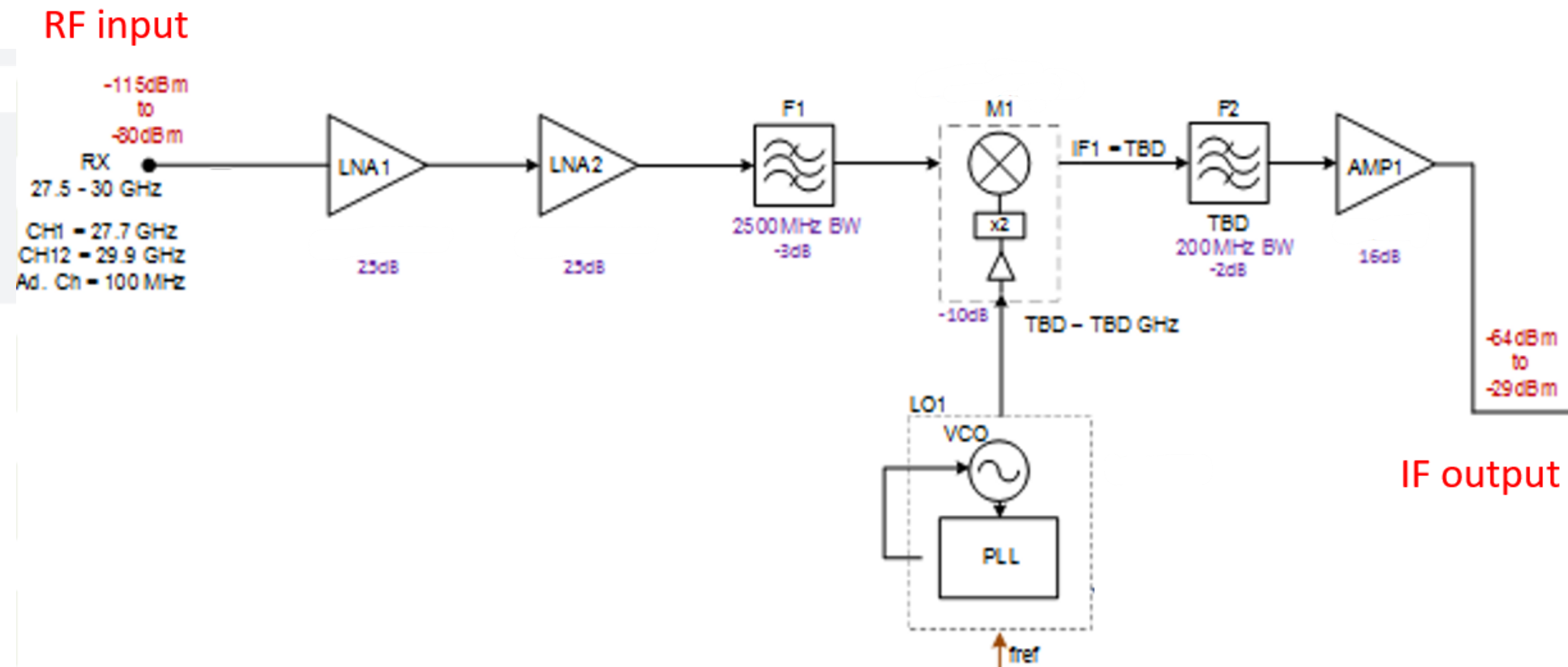
- Il vantaggio di questa tecnica consiste nel fatto che le diverse frequenze provenienti dalle diverse stazioni trasmittenti vengono **tutte convertite alla stessa frequenza intermedia** prima dell'amplificazione e del filtraggio. Gli stadi di amplificazione e filtraggio sono quindi più semplici da produrre perché operano a una frequenza intermedia fissa: non hanno più bisogno di essere regolabili come prima per adattarsi alle diverse frequenze delle stazioni trasmittenti.

Il principio, in pratica:

- il segnale ricevuto viene combinato con il segnale di un oscillatore e convertito a un valore di frequenza che è la "differenza" (di solito) fra la frequenza dell'oscillatore locale e quella del segnale ricevuto;
 - ovviamente presente anche la frequenza "somma", che talvolta viene utilizzata al posto della "differenza".

SCHEMA A BLOCCHI DI UN RICEVITORE

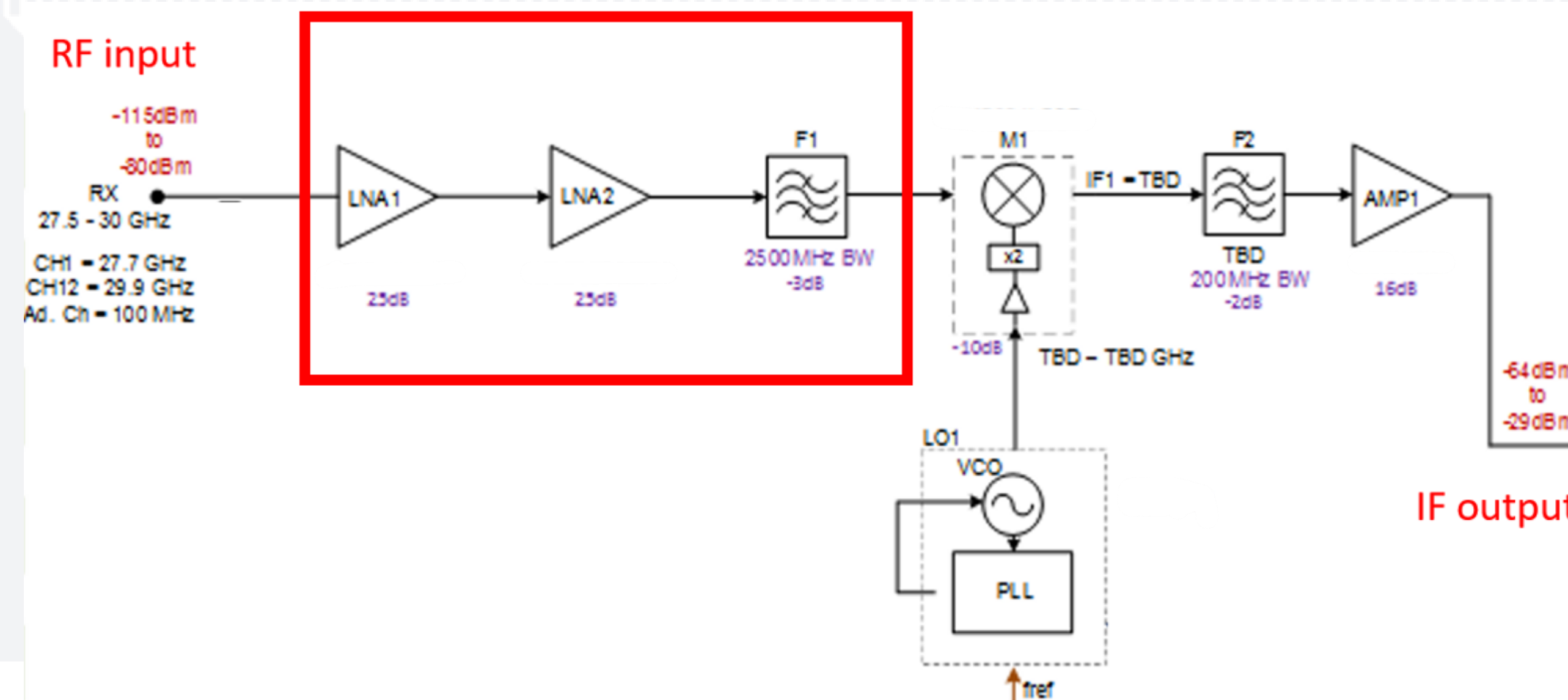
- segnale in ingresso dall'antenna a frequenza $RF > IF$
- al centro si converte la frequenza tramite oscillatore locale (LO) da RF a IF
- uscita IF ad alta potenza verso utilizzatore



RX front-end composto da:

- **amplificatori a basso rumore (LNA)**: sono amplificatori capaci di elevare il livello di potenza di un segnale debole senza alzare il rumore
- **filtro reiezione di immagine**

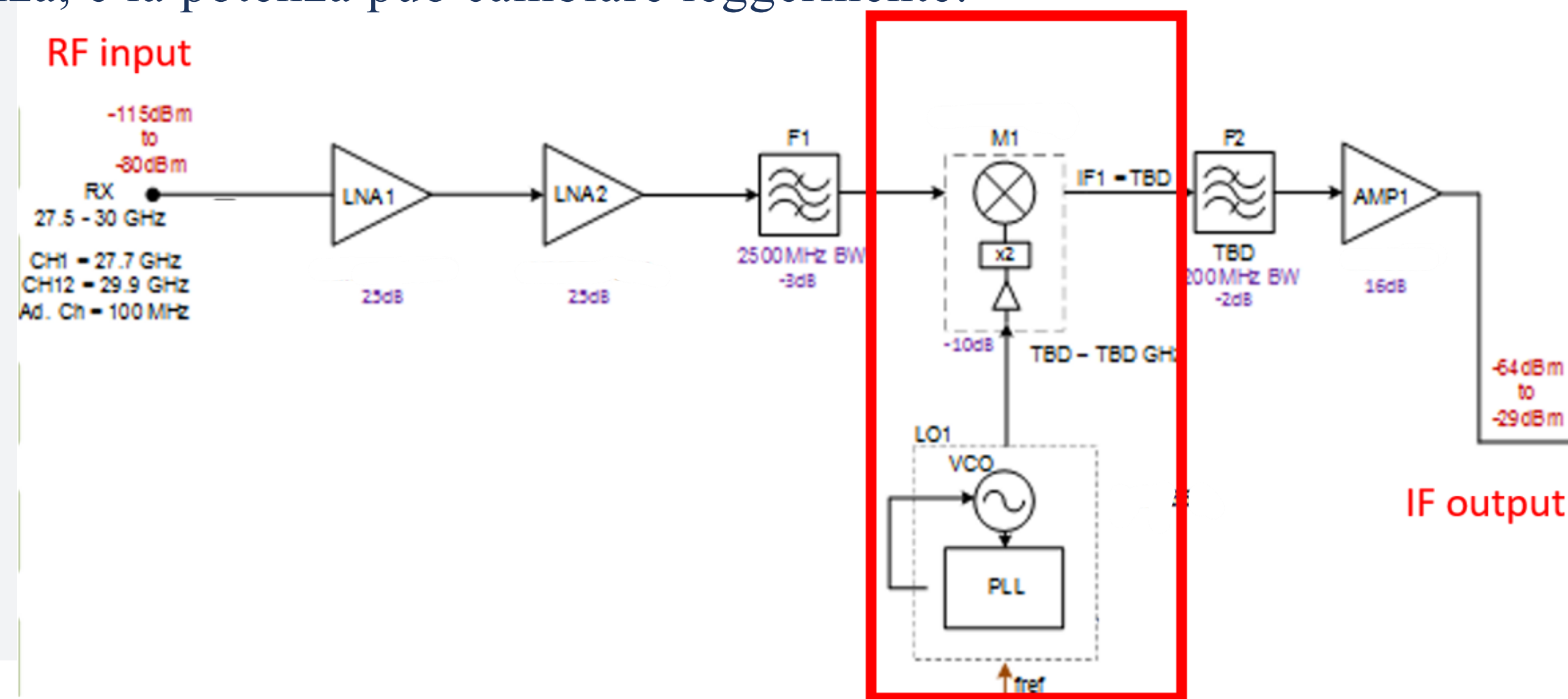
Qui cambia di molto la potenza e viene in parte selezionata la banda di frequenza (si veda oltre), ma non cambia la frequenza



Down-conversione composto da:

- il circuito che opera la conversione di frequenza è il mescolatore o **mixer**, un circuito non lineare che opera una moltiplicazione tra segnali ovvero somme o sottrazioni di frequenze
- l'**oscillatore locale** deve fornire il segnale al mixer per convertire il segnale ricevuto a frequenze IF nel segnale a frequenza RF: solitamente questo segnale LO è comandato da un **PLL**

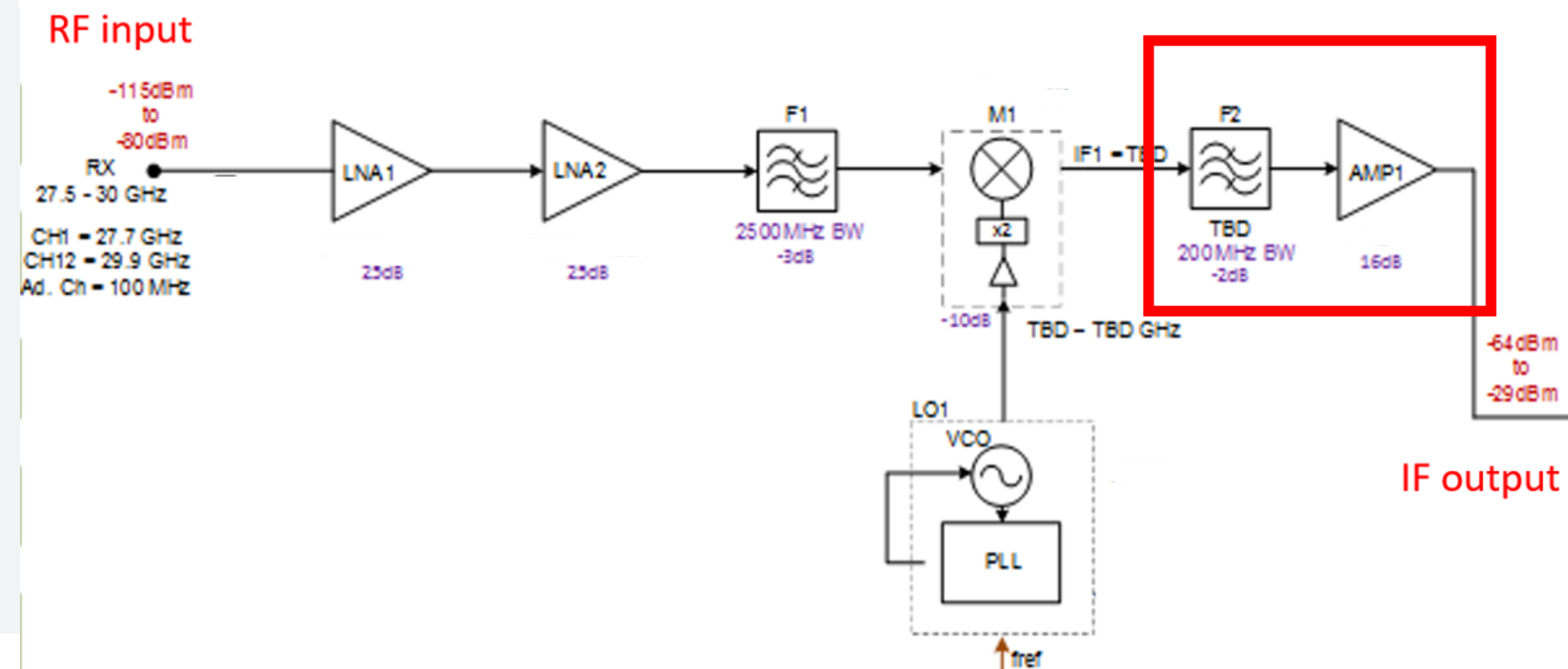
Qui cambia la frequenza, e la potenza può cambiare leggermente.



RX IF composto da:

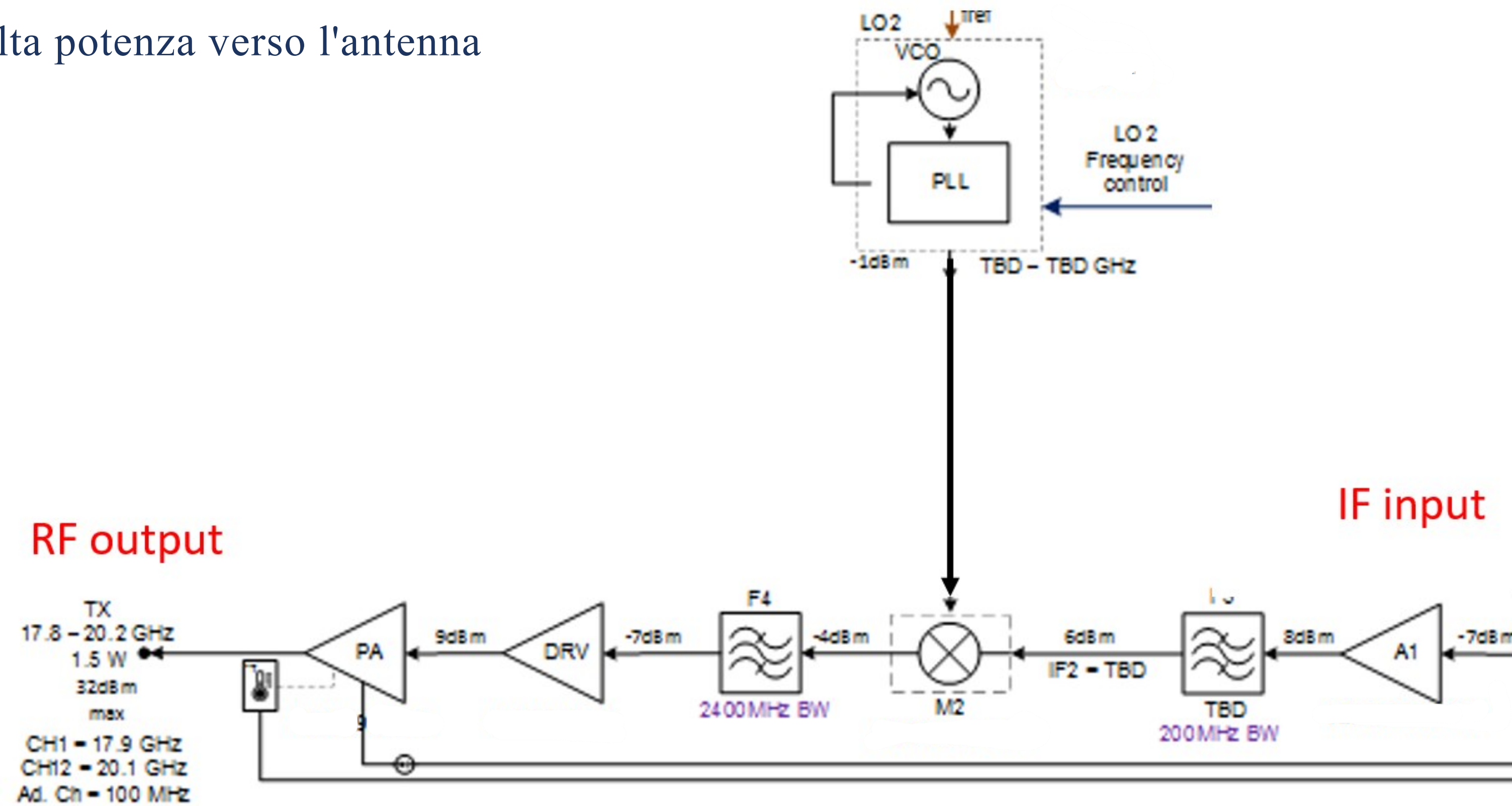
- **amplificatore/i**
- **filtro selettore e altri filtri**

Qui viene selezionata la banda di frequenza con un filtro selettore (si veda oltre) e cambia la potenza di quanto è necessario all'utilizzatore; non c'è spostamento di frequenza.



SCHEMA A BLOCCHI DI UN TRASMETTITORE

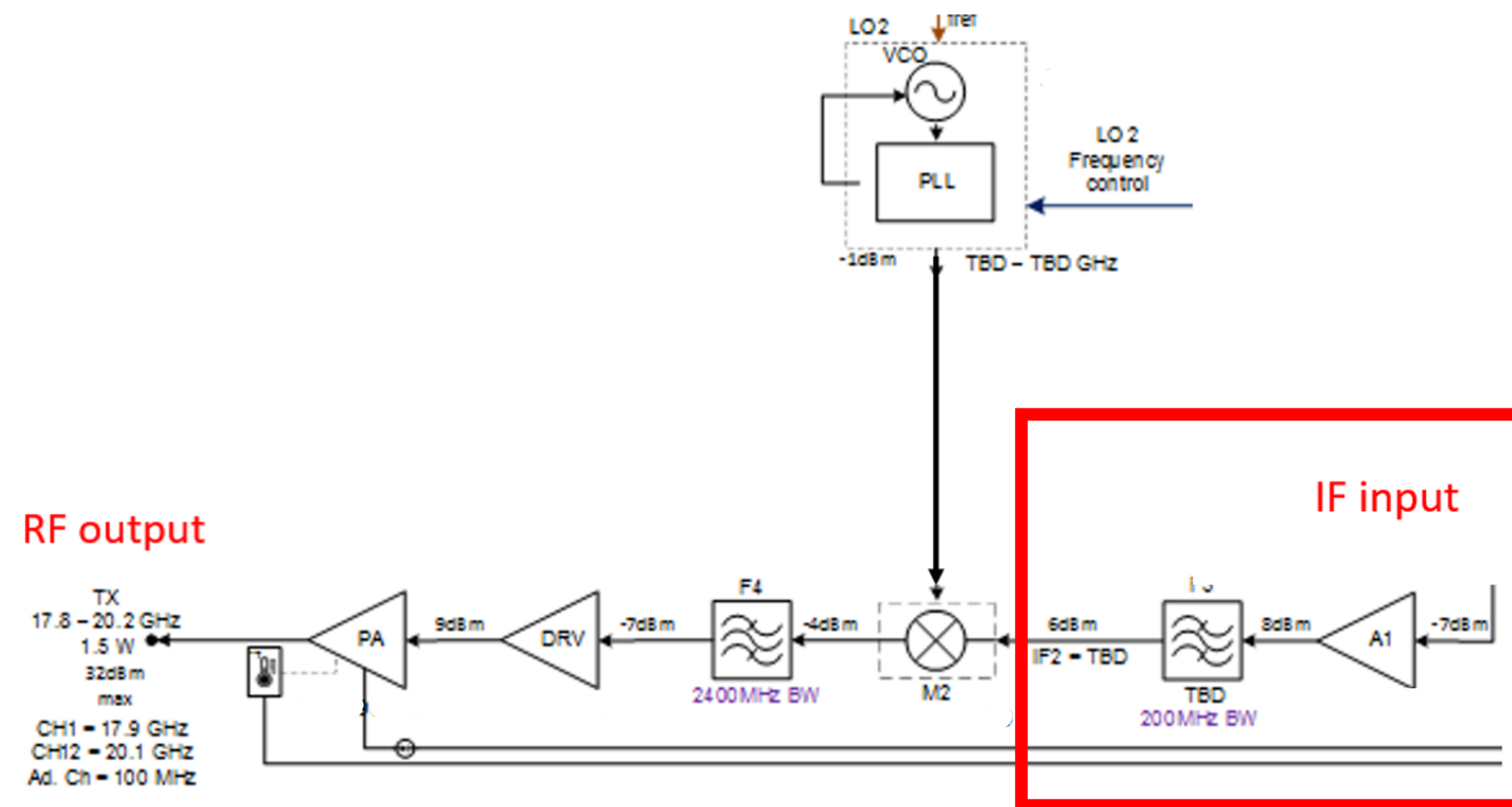
- segnale in ingresso a frequenza $IF < RF$
- al centro si converte la frequenza tramite oscillatore locale (LO) da IF a RF
- uscita RF ad alta potenza verso l'antenna



TX IF composta da:

- **amplificatore/i**
- **filtro** ingresso (e filtro reiezione d'immagine: applicabile più al Rx)

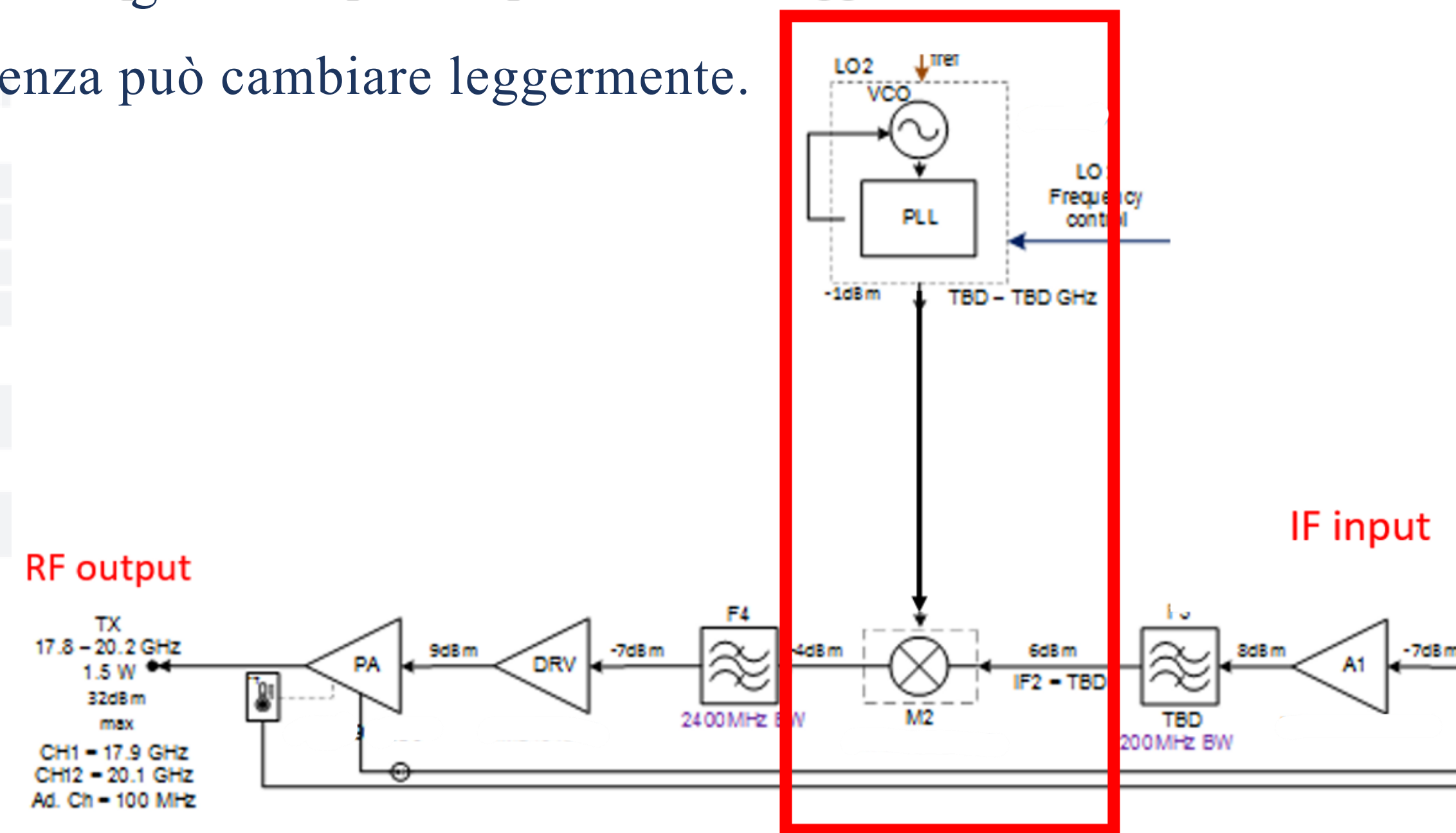
Qui cambia la potenza e viene selezionata la banda di frequenza, ma non cambia la frequenza.



Up-conversion composta da:

- il circuito che opera la conversione di frequenza è il mescolatore o **mixer**, un circuito non lineare che opera una moltiplicazione tra segnali ovvero somme o sottrazioni di frequenze
- l'**oscillatore locale** deve fornire il segnale al mixer per convertire il segnale ricevuto a frequenze IF nel segnale a frequenza RF: solitamente questo segnale LO è comandato da un **PLL**

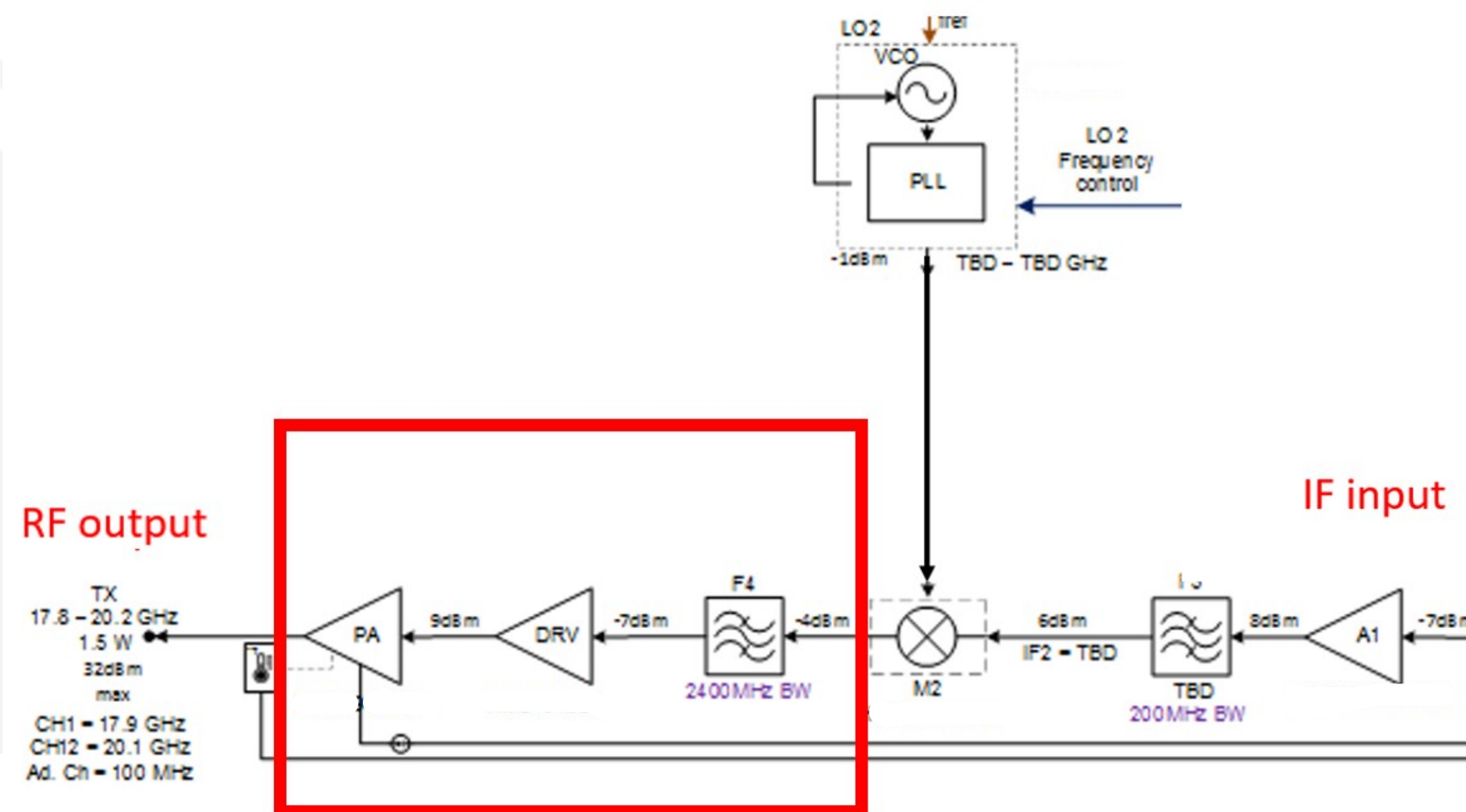
Qui cambia la frequenza, e la potenza può cambiare leggermente.



TX front-end composto da:

- **filtro in uscita**
- serie di amplificatori **power amplifier (PA)**

Qui cambia di molto la potenza e viene selezionata la banda di frequenza finale (ovvero vengono eliminate spurie), ma non cambia la frequenza.



Circuiti integrati

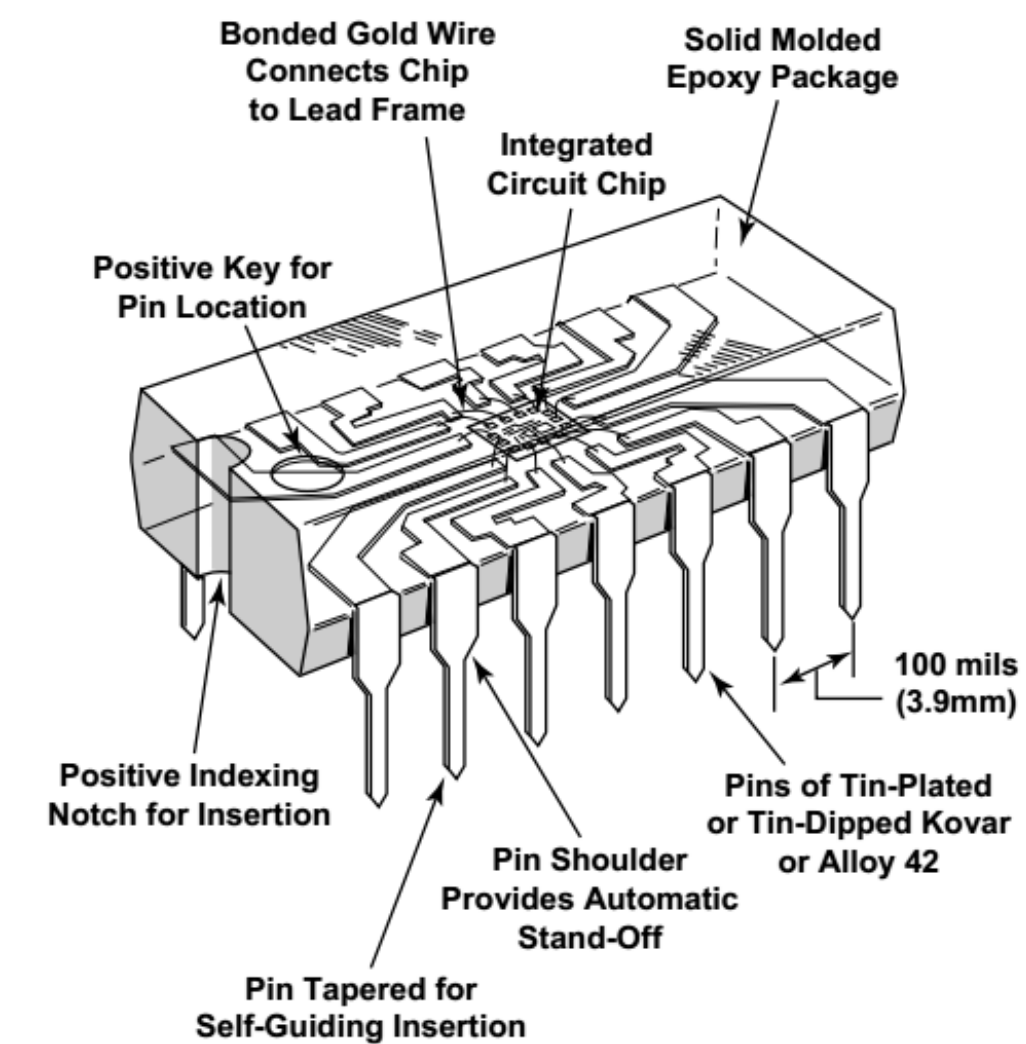
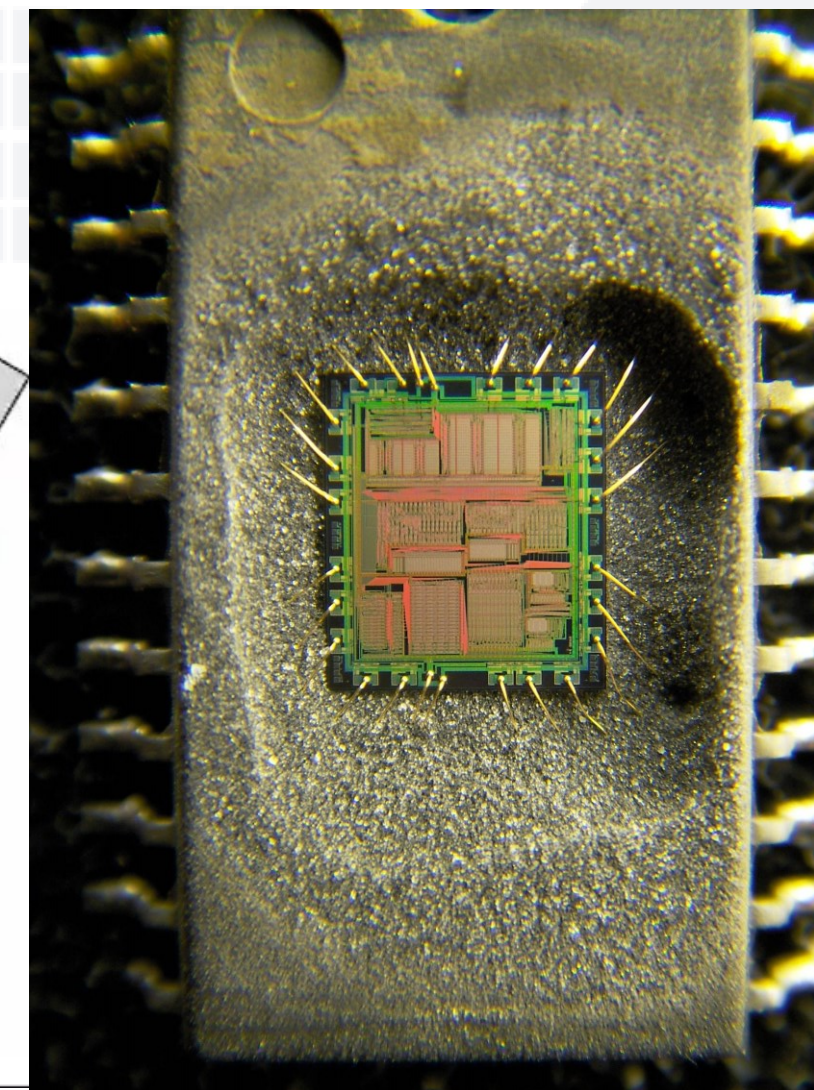
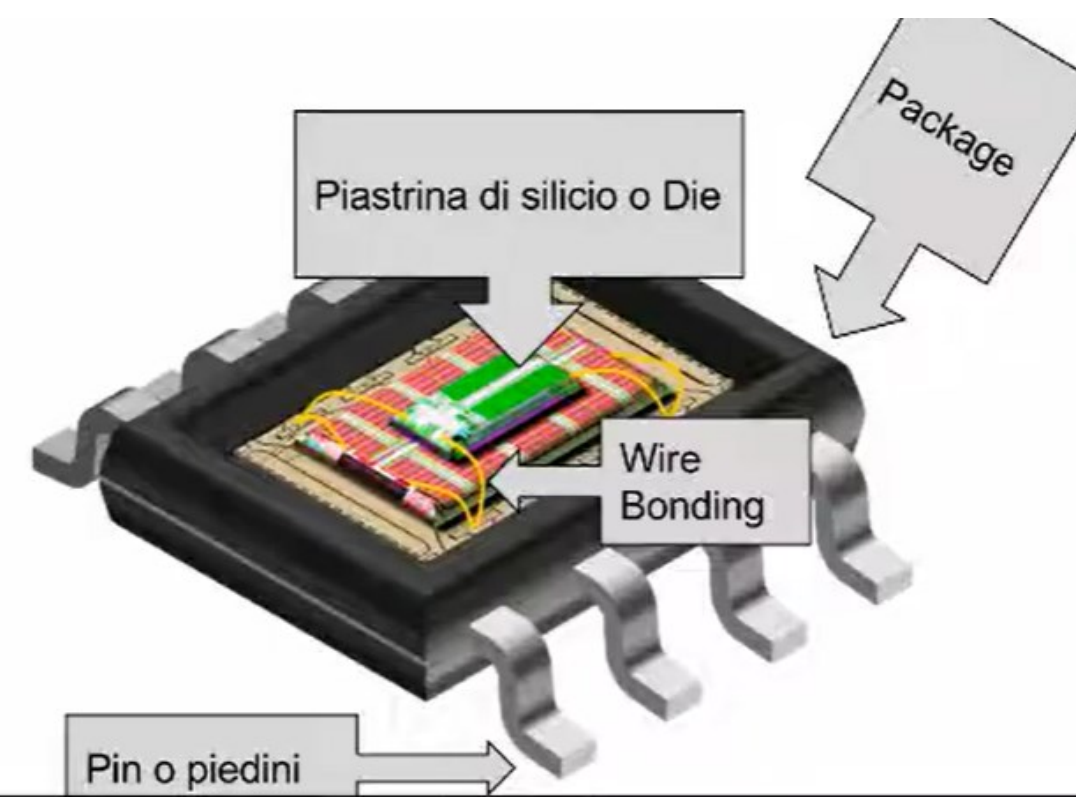
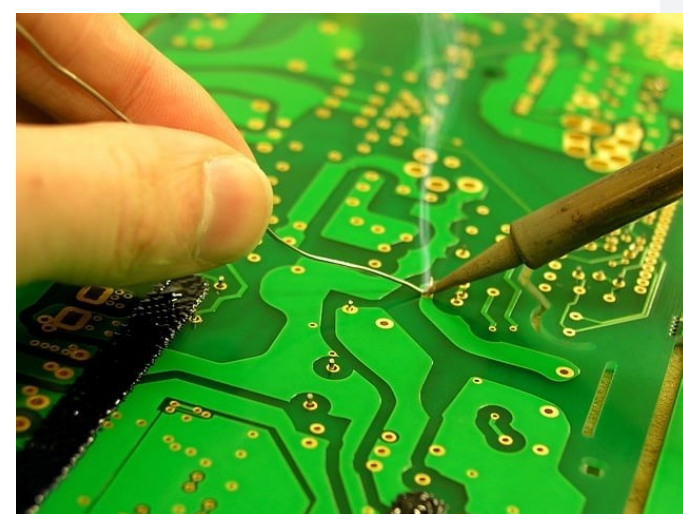


STRUTTURA GENERALE

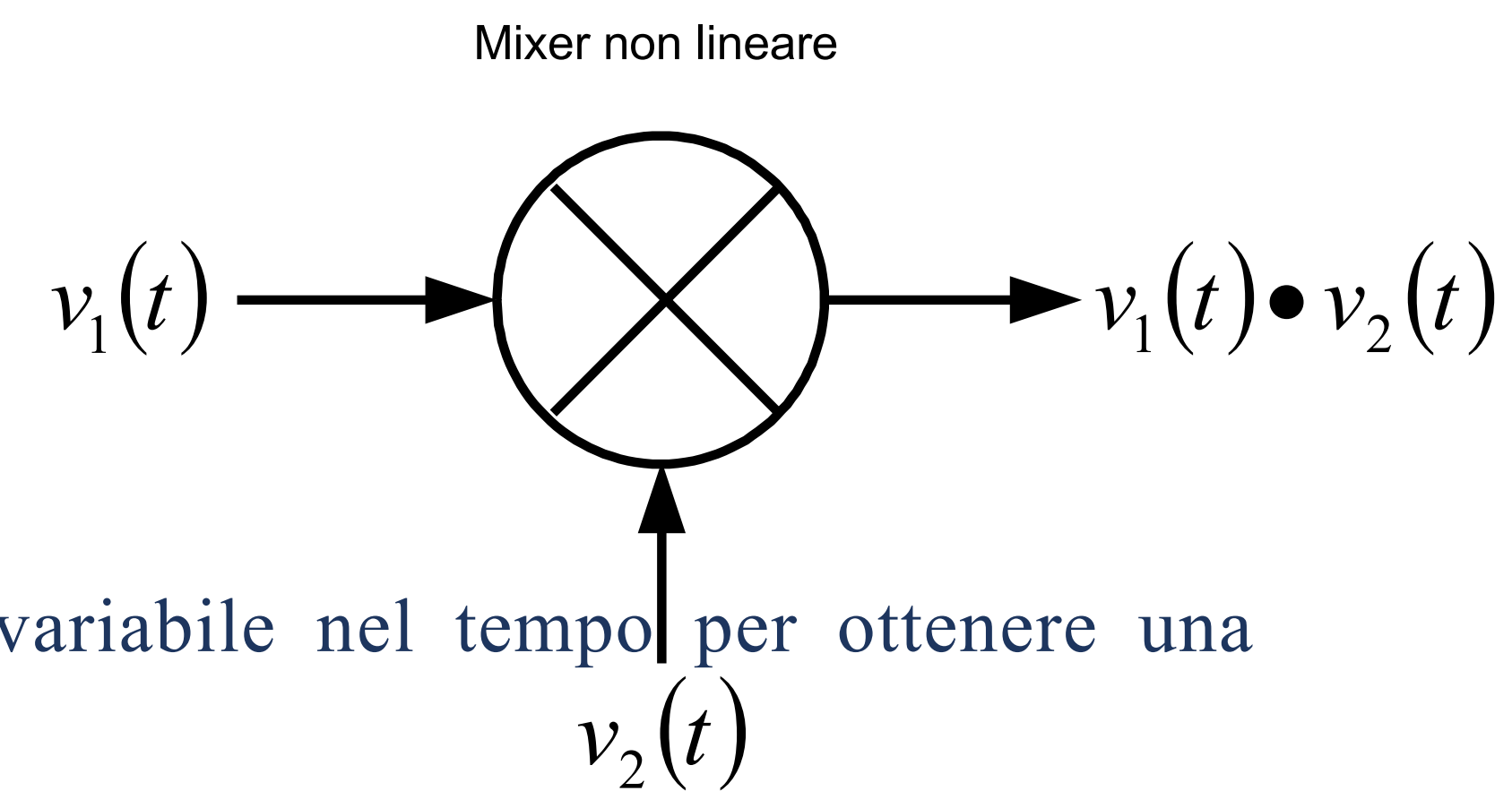
Un circuito integrato (IC) è un dispositivo miniaturizzato in cui tutti i componenti (poche unità, decine o milioni), sia attivi (transistori, ...) che passivi (resistori, ...), e i loro collegamenti vengono realizzati su un unico chip/piastrina di semiconduttore. Il chip funge quindi da supporto al circuito e ai suoi componenti. In questa forma essenziale, il IC è definito "die". La versione più usuale di un IC è composto da:

- **die**;
- **wire bonding**: (più propriamente questa è la tecnica con cui ciò viene realizzato) sono i filamenti che interconnettono la parte di elettronica del die e il mondo esterno;
- **pin/piedi**: sono l'interfaccia di contatto del IC con il mondo esterno;
- **package**: è l'involucro/contenitore in resina che racchiude tutto il IC.

Questi componenti vanno poi montati su printed circuit board (PCB) / circuiti stampati



MIXER

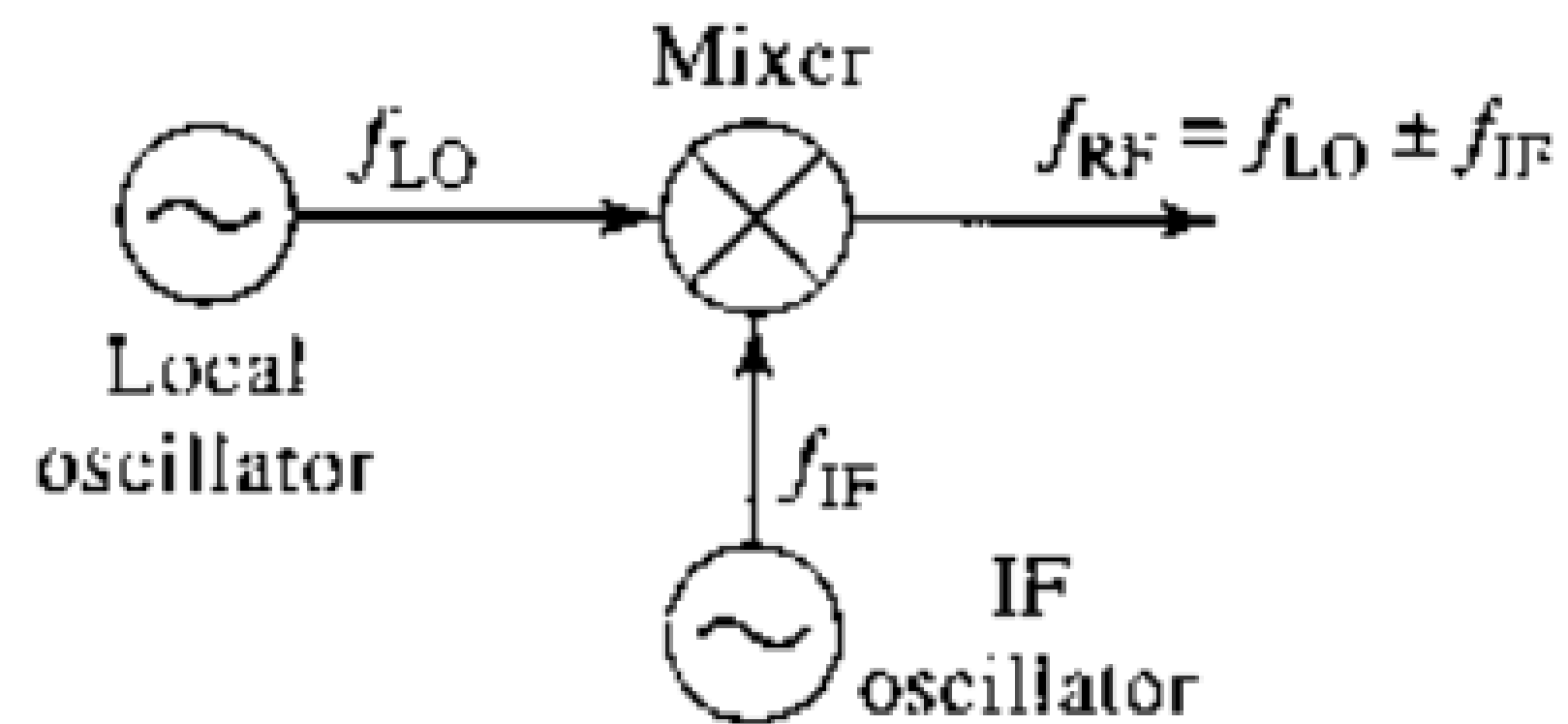


Un mixer è un **dispositivo a tre porte** che utilizza elementi **non lineare** o variabile nel tempo per ottenere una **conversione di frequenza**.

Due punti importanti.

- Il simbolo del mixer indica che l'**uscita è proporzionale al prodotto dei due segnali di ingresso**. Quindi il mixer è un prodotto di segnali, anche se poi noi lo utilizziamo per sommare le frequenze dei segnali.
- Un mixer ideale produce un'uscita costituita dalla somma e dalla differenza delle frequenze dei due segnali di ingresso. Tuttavia, il funzionamento dei mixer reali a radiofrequenza e microonde si basa solitamente sulla **non linearità** fornita da diodi o da transistori.
- Siccome un componente non lineare può generare un'ampia varietà di armoniche e altri prodotti delle frequenze di ingresso, allora **in realtà il mixer produce una grande varietà di armoniche e altri prodotti indesiderati** e non solo i segnali somme e differenza di frequenze. Perciò è necessario ricorrere al **filtraggio** per selezionare le componenti di frequenza desiderate.

Upconversion



La figura illustra il funzionamento della **up-conversione** di frequenza, come avviene in un **trasmettitore**. Un segnale dell'**oscillatore locale** (LO) alla frequenza relativamente alta f_{LO} è collegato a una delle porte di ingresso del mixer. Il segnale LO può essere rappresentato come

$$v_{LO}(t) = \cos 2\pi f_{LO}t.$$

All'altro ingresso del mixer viene applicato un segnale in banda base a frequenza inferiore o a **frequenza intermedia** (IF). Questo segnale contiene tipicamente le informazioni o i dati da trasmettere, e può essere espresso come

$$v_{IF}(t) = \cos 2\pi f_{IF}t.$$

L'output del mixer idealizzato è dato dal prodotto di LO e IF:

$$\begin{aligned} v_{RF}(t) &= K v_{LO}(t)v_{IF}(t) = K \cos 2\pi f_{LO}t \cos 2\pi f_{IF}t \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{LO} - f_{IF})t + \cos 2\pi (f_{LO} + f_{IF})t], \end{aligned}$$

con K costante che tiene conto della **perdita di conversione** di tensione del mixer.

Upconversion

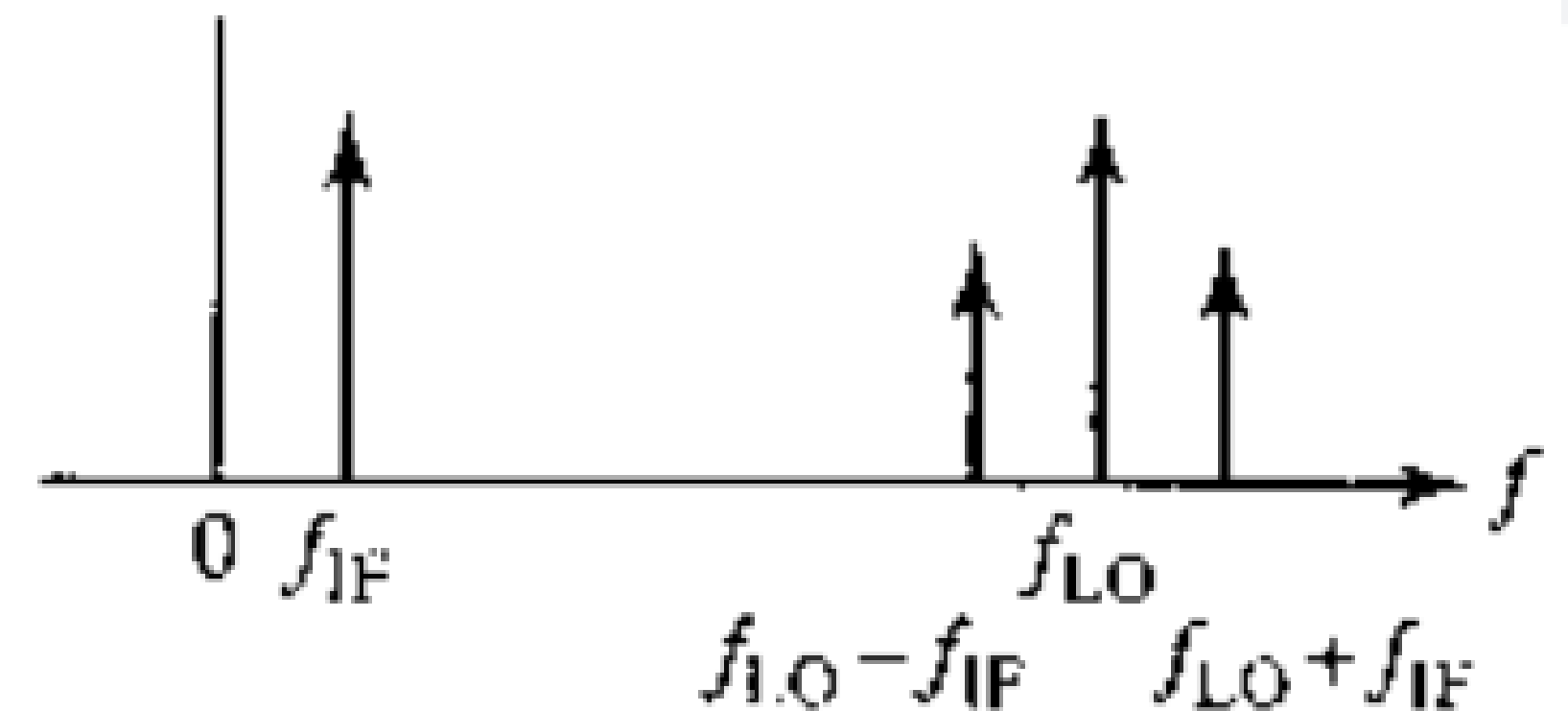
L'uscita RF è costituita dalla somma e dalla differenza delle frequenze del segnale di ingresso:

$$f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF}.$$

Gli spettri dei segnali di ingresso e di uscita sono mostrati nella figura, dove si vede che il mixer ha l'effetto di modulare il segnale LO con il segnale IF. La somma e la differenza $f_{LO} \pm f_{IF}$ sono chiamate bande laterali della frequenza portante f_{LO} :

- $f_{LO} + f_{IF}$ è la banda laterale superiore (USB) e
- $f_{LO} - f_{IF}$ come banda laterale inferiore (LSB).

Con appositi filtri potremo selezionare il segnale che ci interessa ed escludere quelli che non servono.



Si noti che questa discussione considera solo le uscite di somma e differenza generate dalla moltiplicazione dei segnali di ingresso; mentre, come si diceva in introduzione a queste pagine sul mixer, in un mixer realistico si generano **molti più prodotti** a causa del comportamento **non lineare** del diodo o del transistor. Questi prodotti sono solitamente indesiderati e vengono eliminati mediante filtraggio.

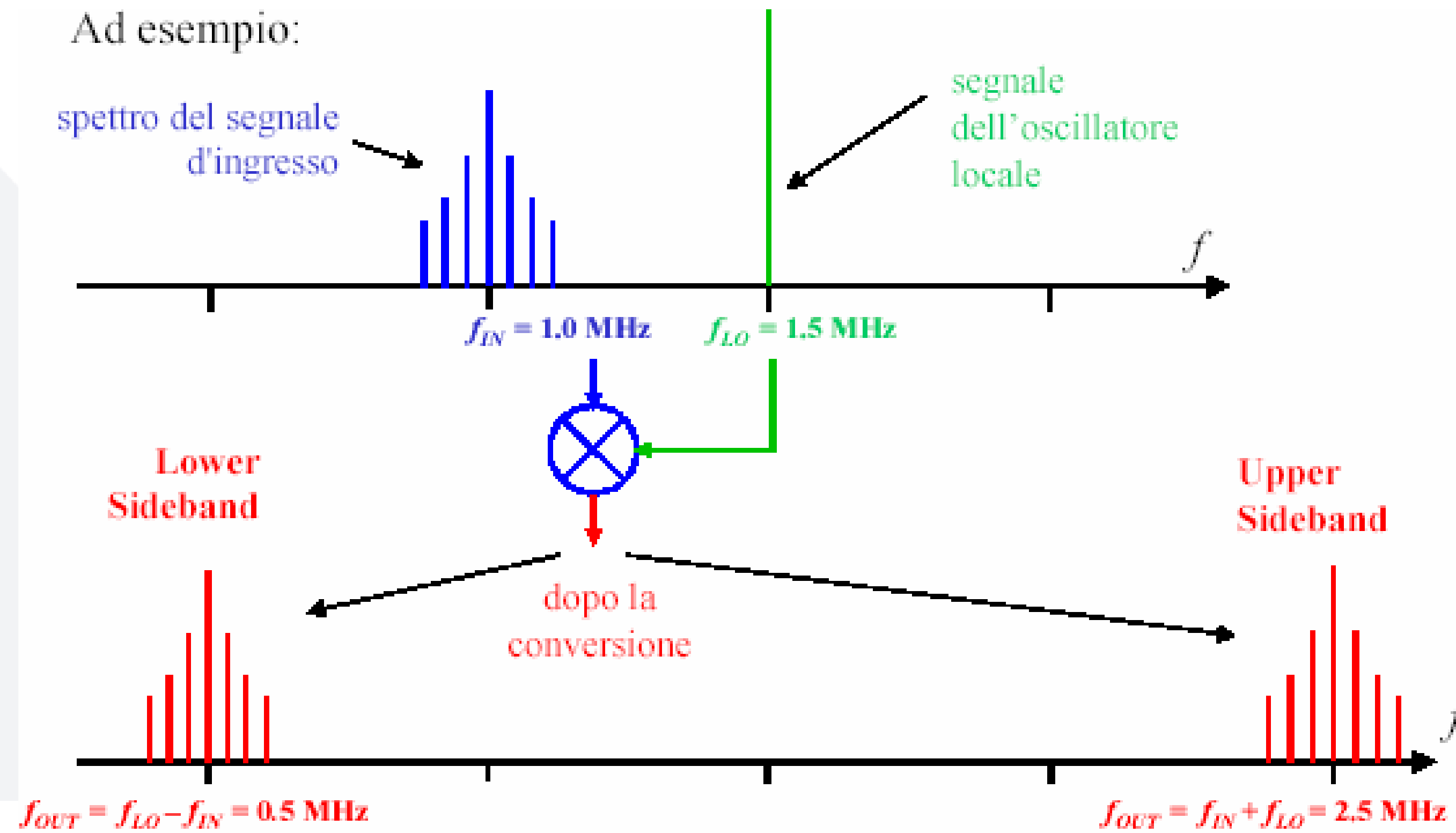
Upconversion

Quindi in uscita avremo $v_{out_1}(t) = \frac{V_1 V_2}{2} \cos(2\pi f_1 - 2\pi f_2) t$

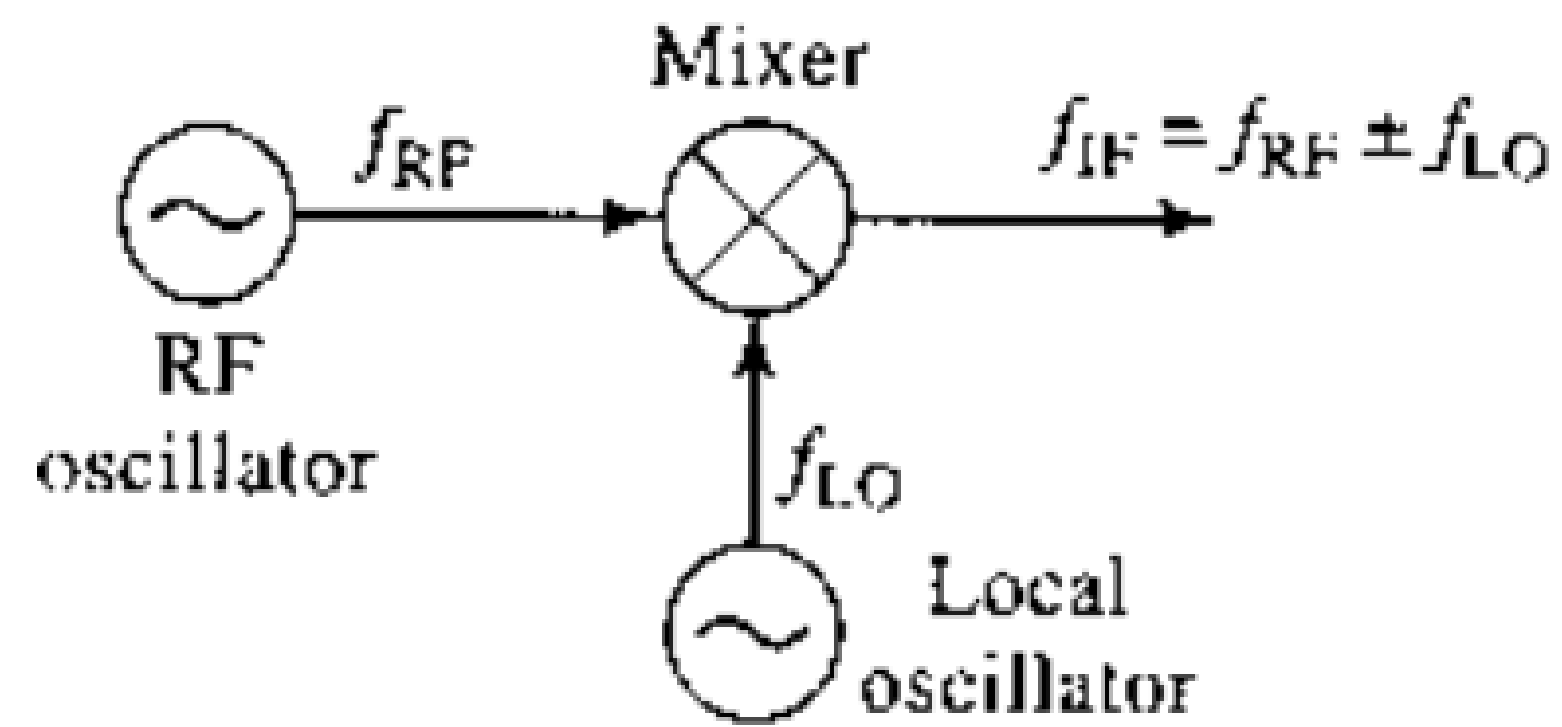
$v_{out_2}(t) = \frac{V_1 V_2}{2} \cos(2\pi f_1 + 2\pi f_2) t$

da cui $f_{out} = |f_{in} \pm f_{LO}|$

Ad esempio:



Downconversion



Al contrario rispetto TX, questa figura mostra il processo di **down-conversion** della frequenza, utilizzato in un **ricevitore**. In questo caso un segnale RF in ingresso della forma

$$v_{RF}(t) = \cos 2\pi f_{RF}t$$

è applicate all'ingresso del mixer, relativamente al segnale LO

$$v_{LO}(t) = \cos 2\pi f_{LO}t.$$

L'output del mixer è allora

$$\begin{aligned} v_{IF}(t) &= K v_{RF}(t) v_{LO}(t) = K \cos 2\pi f_{RF}t \cos 2\pi f_{LO}t \\ &= \frac{K}{2} [\cos 2\pi (f_{RF} - f_{LO})t + \cos 2\pi (f_{RF} + f_{LO})t]. \end{aligned}$$

Downconversion

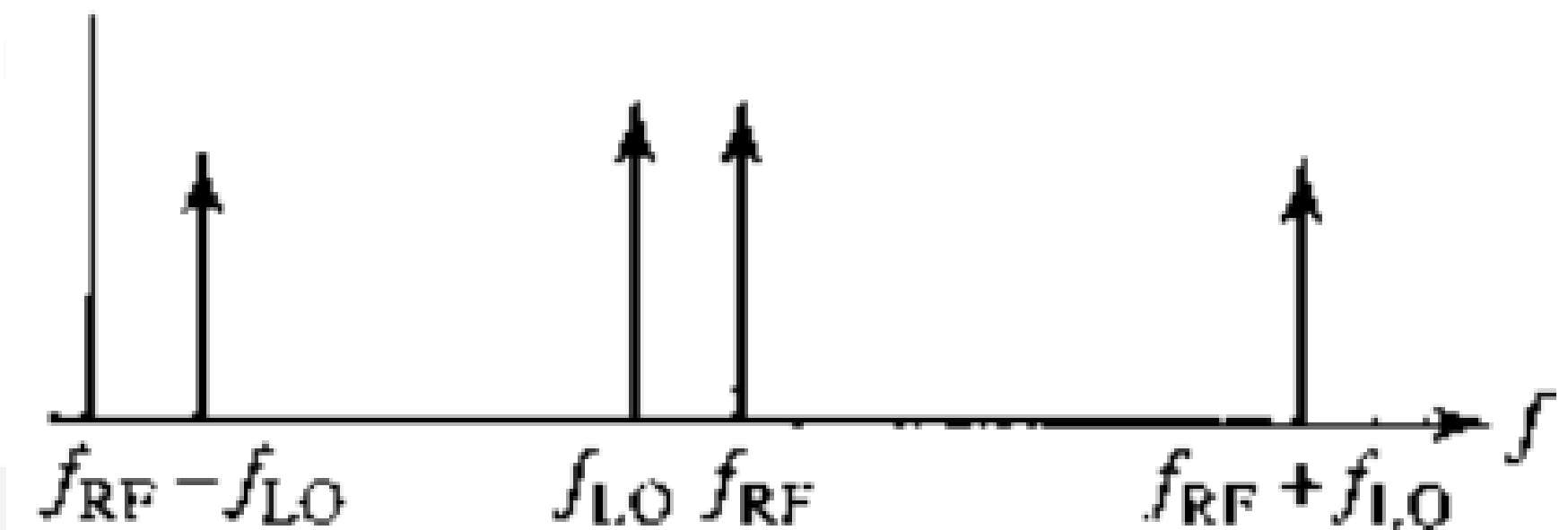
L'uscita del mixer è quindi costituita dalla somma e dalla differenza delle frequenze dei segnali di ingresso.

$$f_{out} = |f_{in} \pm f_{LO}|$$

Lo spettro di questi segnali è mostrato nella figura. In pratica, le **frequenze RF e LO sono relativamente vicine**, quindi

- la **frequenza di somma** è circa il **doppio della frequenza RF** (cioè $f_{RF} + f_{LO} \approx 2f_{RF}$),
- mentre la **differenza** $f_{RF} - f_{LO}$ è molto più **piccola** di f_{RF} .

Con un **filtro adeguato**, selezioneremo l'una o l'altra frequenza in uscita



Si noti che questa discussione considera solo le uscite di somma e differenza generate dalla moltiplicazione dei segnali di ingresso; mentre, come si diceva in introduzione a queste pagine sul mixer, in un mixer realistico si generano **molti più prodotti** a causa del comportamento **non lineare** del diodo o del transistor. Questi prodotti sono solitamente indesiderati e vengono eliminati mediante filtraggio.

Image frequency

In un ricevitore, il segnale di ingresso RF alla frequenza f_{RF} viene tipicamente portato dall'antenna, che può ricevere segnali RF su una banda relativamente ampia.

Se giunge una frequenza RF, questa verrà mixata con una frequenza LO e ci restituirà una frequenza IF: infatti,

- se abbiamo una specifica $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF,RF}$,
- e se la inseriamo nell'equazione della IF in uscita $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$, (in questo caso, in uscita abbiamo selezionato la combinazione di **sottrazione** tra RF e IF, vedi pagina prima);
- allora otteniamo f_{IF} (dopo aver applicato un filtro che escludere le altre combinazioni).

Ma dall'antenna può provenire anche una **frequenza** detta **immagine** data da $f_{IM} = f_{LO} - f_{IF}$; allora se inseriamo questa f_{IM} nell'equazione della IF $f_{IF} = f_{RF} + f_{LO}$ (stavolta selezionando la combinazione di **somma** tra IM e IF) otteniamo $f_{IF,IM}$ (dopo aver applicato un filtro che escludere le altre combinazioni), detta **risposta dell'immagine**.

- Questa $f_{IF,IM}$ è indistinguibile da $f_{IF,RF}$.

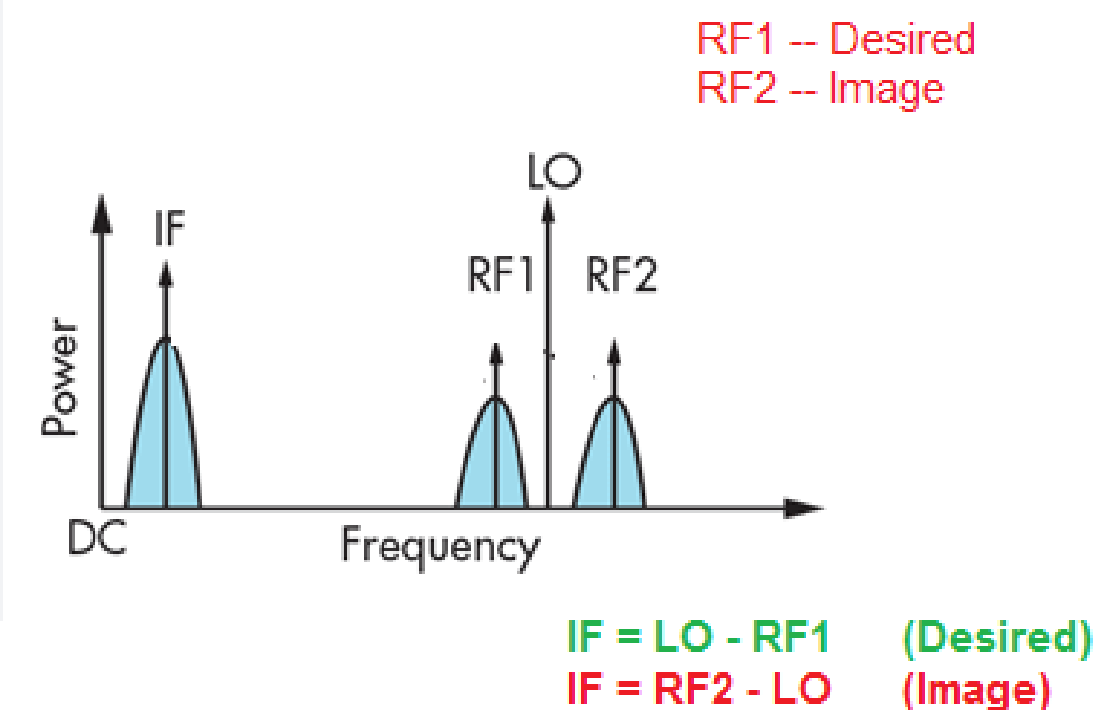
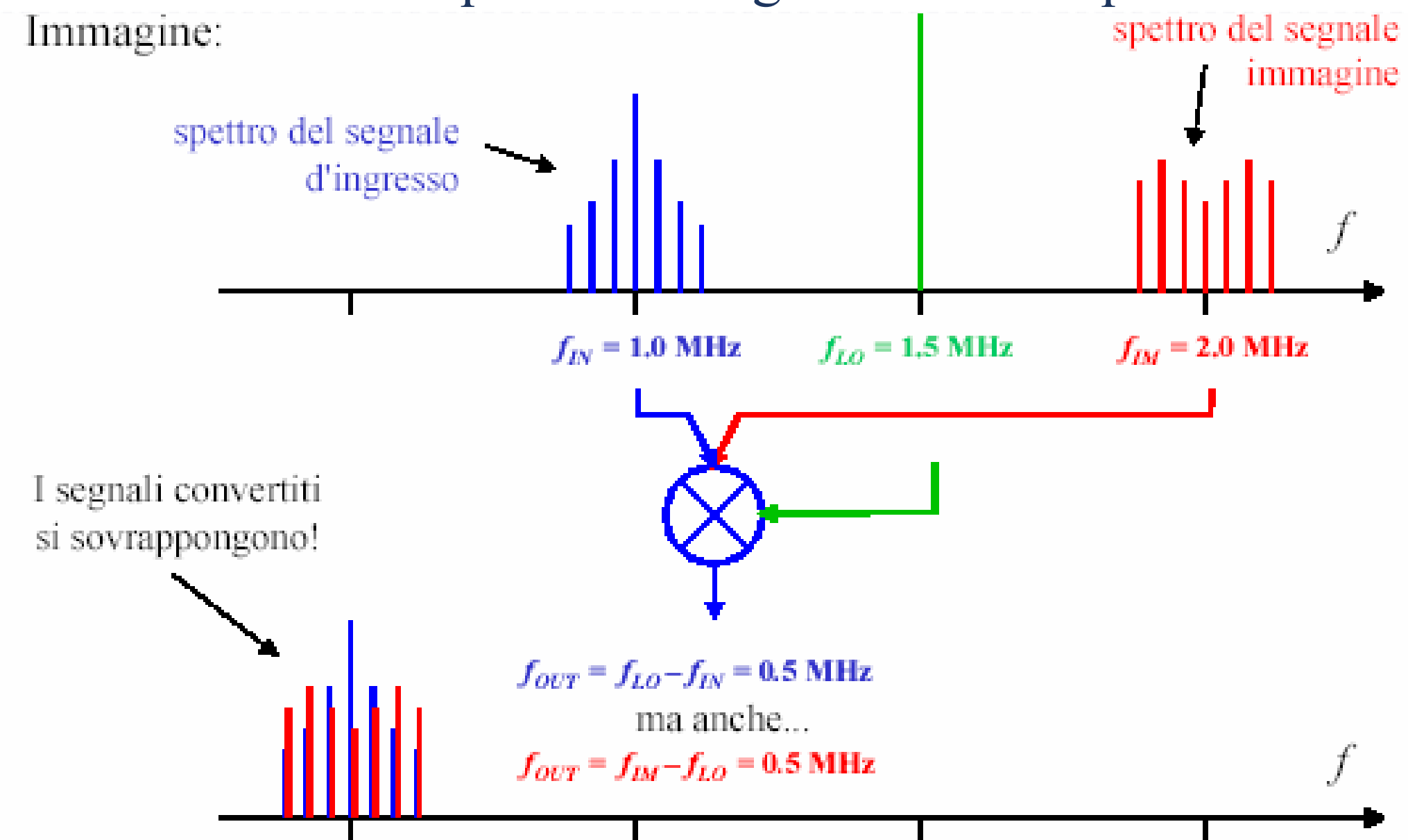


Image frequency

- La risposta dell'immagine è importante nella progettazione dei ricevitori perché un segnale RF ricevuto alla frequenza dell'immagine di $f_{IF,IM}$ è indistinguibile allo stadio IF dal segnale RF desiderato di frequenza $f_{IF,RF}$.
- Quindi occorre prendere provvedimenti con un **filtro di reiezione di immagine** da porre **davanti al mixer**, in modo tale da impedire l'ingresso di f_{IM} .
- La **scelta di quale frequenza RF sia la risposta desiderata e quale quella dell'immagine** dipende dalle intenzioni del progettista: si può voler selezionare la frequenza in ingresso alta o quella basse.



Conversion loss

Il processo di conversione di frequenza presenta delle **perdite (o guadagni negativi) intrinseche**. Abbiamo detto che un mixer reale produce segnali a varie altre frequenze, seppur più deboli (di minore potenza). A causa della generazione di queste **frequenze indesiderate**, la **potenza in output viene suddivisa tra più segnali uscenti**.

Perciò una importante figura di merito per un mixer è quindi la perdita di conversione (conversion loss), definita come il rapporto tra la potenza di ingresso disponibile e la potenza di uscita disponibile, espressa in dB.

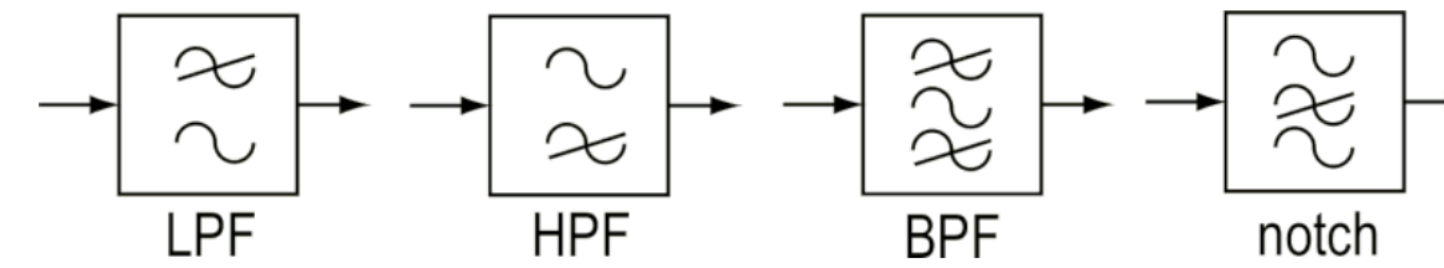
- La perdita di conversione si applica **sia alla up-conversione** sia alla **down-conversione**.

Talvolta i mixer, con opportuni accorgimenti (match di impedenza, ...) **non presentano perdite, bensì un guadagno, seppur limitato**.

Le principali specifiche di un mixer sono:

- l'**intervallo di frequenza** di funzionamento: frequenza ingresso, frequenza uscita, frequenza LO;
- il **guadagno**, può essere **anche negativo** nel qual caso si parla di perdita di conversione (**conversion loss**);
- **intervalli di livelli di potenza** in ingresso e in uscita:
 - livelli della porta RF,
 - livello della porta dell'oscillatore locale LO,
 - livello della porta IF;
- alimentazione;
- la **figura di rumore** (deve essere più bassa possibile).

FILTRI

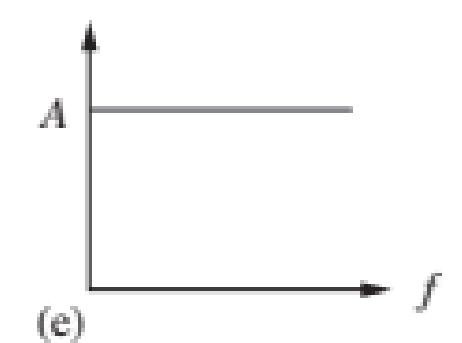
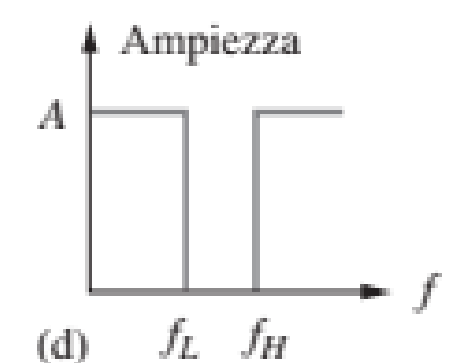
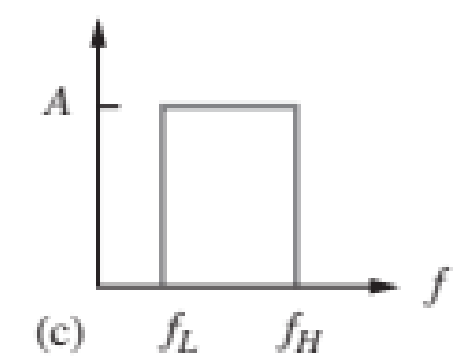
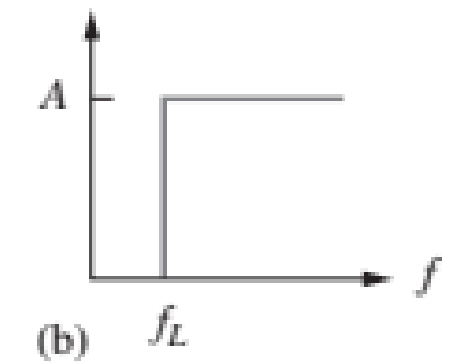
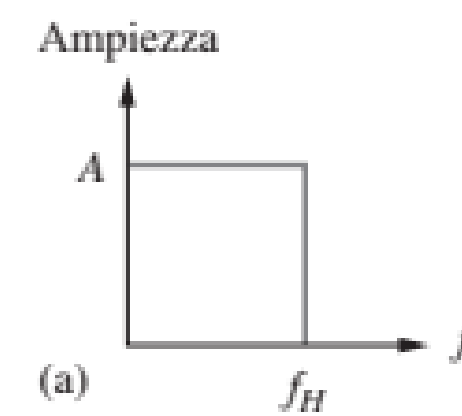


Abbiamo visto che c'è la necessità di selezionare delle bande di frequenze per escludere segnali indesiderati: questo è il compito dei filtri.

- Un filtro dunque agisce su un segnale in ingresso restituendo in output solo una parte in frequenza di quel segnale.

A seconda della banda di frequenza desiderata si distinguono:

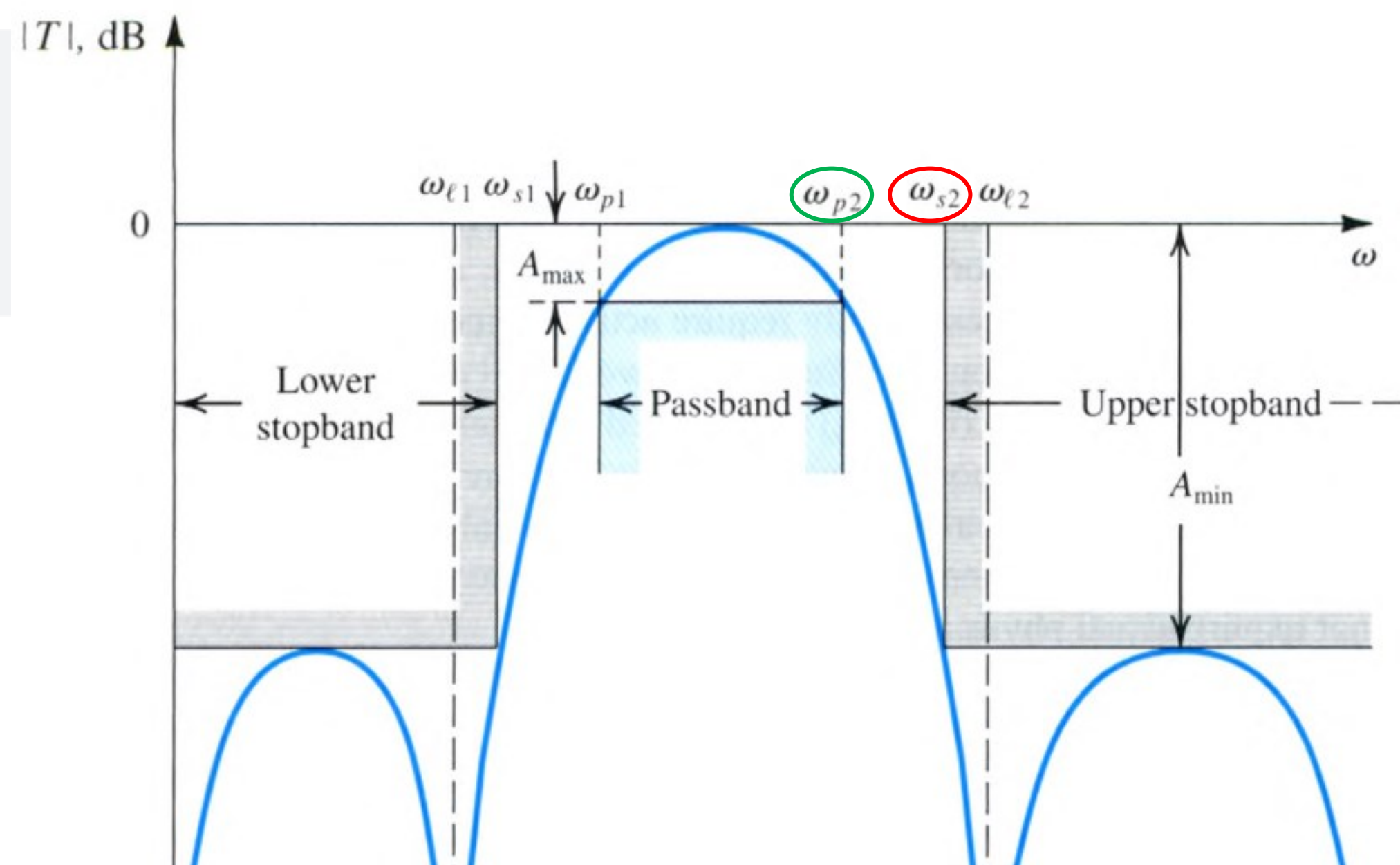
- **passa-basso,**
- **passa-alto,**
- **passa-banda,**
- **reiezione di banda.**



Risposte in frequenza di amplificatori ideali: (a) passa-basso, (b) passa-alto, (c) passa-banda, (d) a reiezione di banda e (e) passa-tutto.

In teoria e in pratica.

- In teoria, auspicabilmente, la **parte trasmessa** rimane preservata tale e quale alla parte incidente: invece, in realtà il segnale trasmesso è leggermente **attenuato**, quindi porta con sé un **guadagno negativo** (di solito **poche unità in dB**).
- Le frequenze **non trasmesse** / **da bloccare** si vorrebbe avessero trasmissione zero, ovvero attenuazione infinita: ciò non è possibile, per cui solitamente si punta ad avere una di **attenuazione di alcune decine di dB**.



- Inoltre, un filtro si vuole in teoria "sharp" nel passaggio tra banda trasmessa e banda bloccata: di nuovo, in realtà ciò non si verifica, mentre invece abbiamo un banda di transizione, che viene identificata dal fattore di selettività (nella figura è il rapporto tra ω_p della banda passante e ω_s della banda di stop).

Comunicazioni reali – roll-off

Il roll-off è la pendenza di una funzione di trasferimento, e in particolare di una filtro, nel campo delle frequenze.

Come si vede in laboratorio, la **larghezza di banda** di un segnale, non è una precisa funzione a gradino: questo perché i filtri declinano agli estremi con una certa inclinazione.

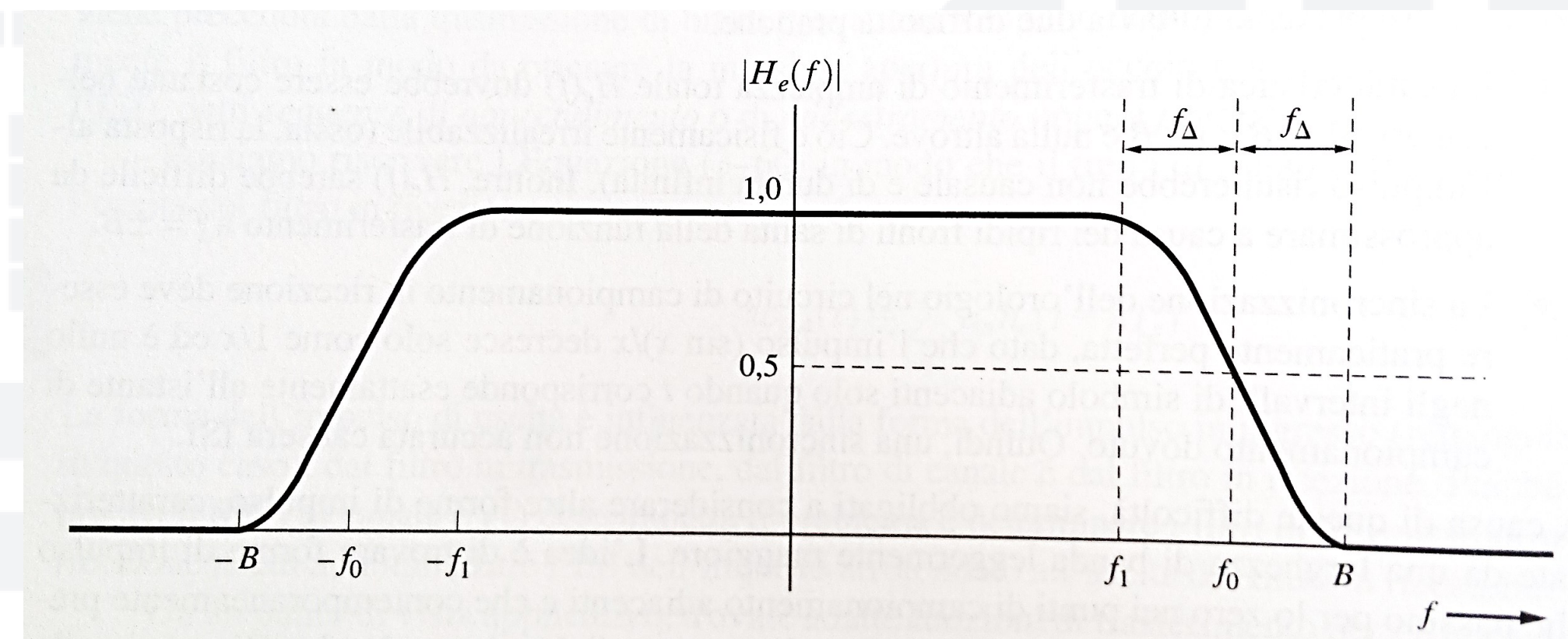
- Il fattore di **roll-off** o di decadimento o di transizione indica proprio questa inclinazione, di passaggio tra la banda passante e la banda attenuata e si può esprimere in decibel/decade di frequenza (o in decibel/ottava, ove per ottava si intende un raddoppio della frequenza)

$$\alpha = \frac{f_{\Delta}}{f_0}$$

considerando $f_{\Delta} = B - f_0 = f_0 - f_1$

da cui $B = f_0 + \alpha f_0 = (1 + \alpha) f_0$

e per l'intera larghezza di banda $B^* = 2B = 2(1 + \alpha) f_0$

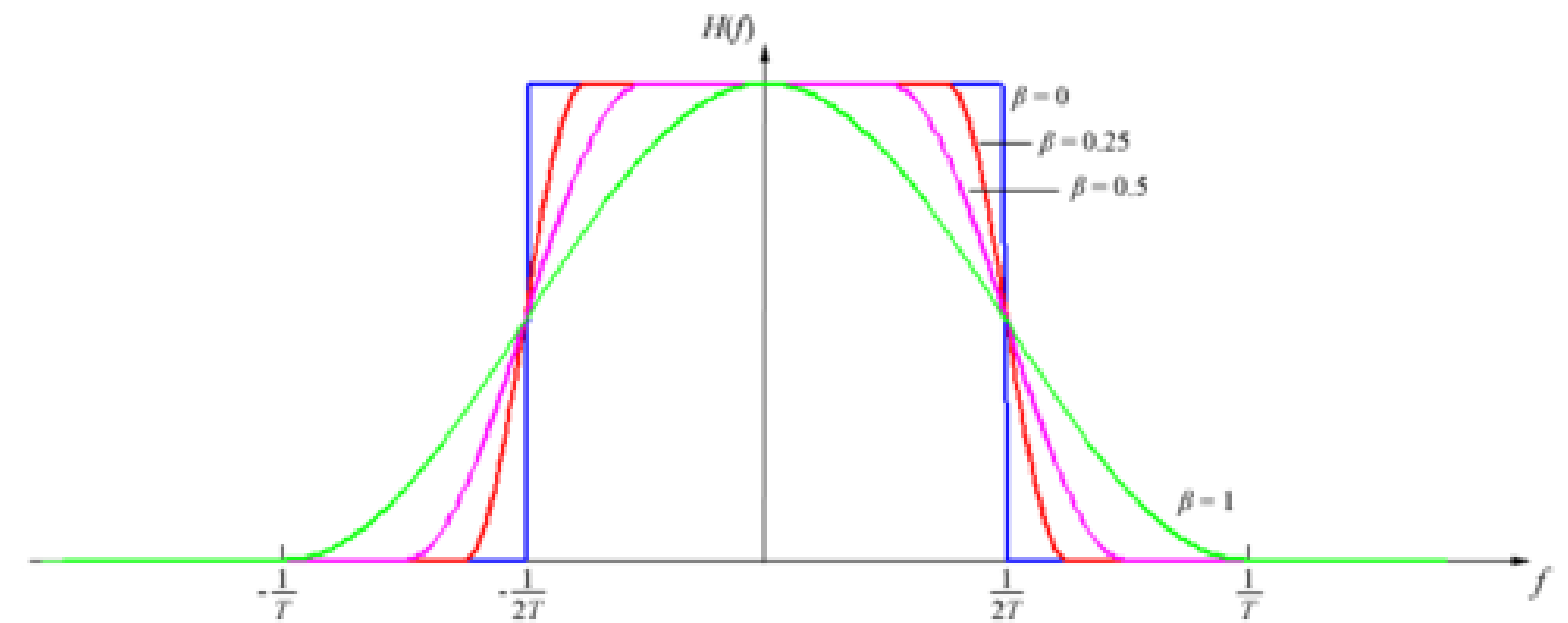
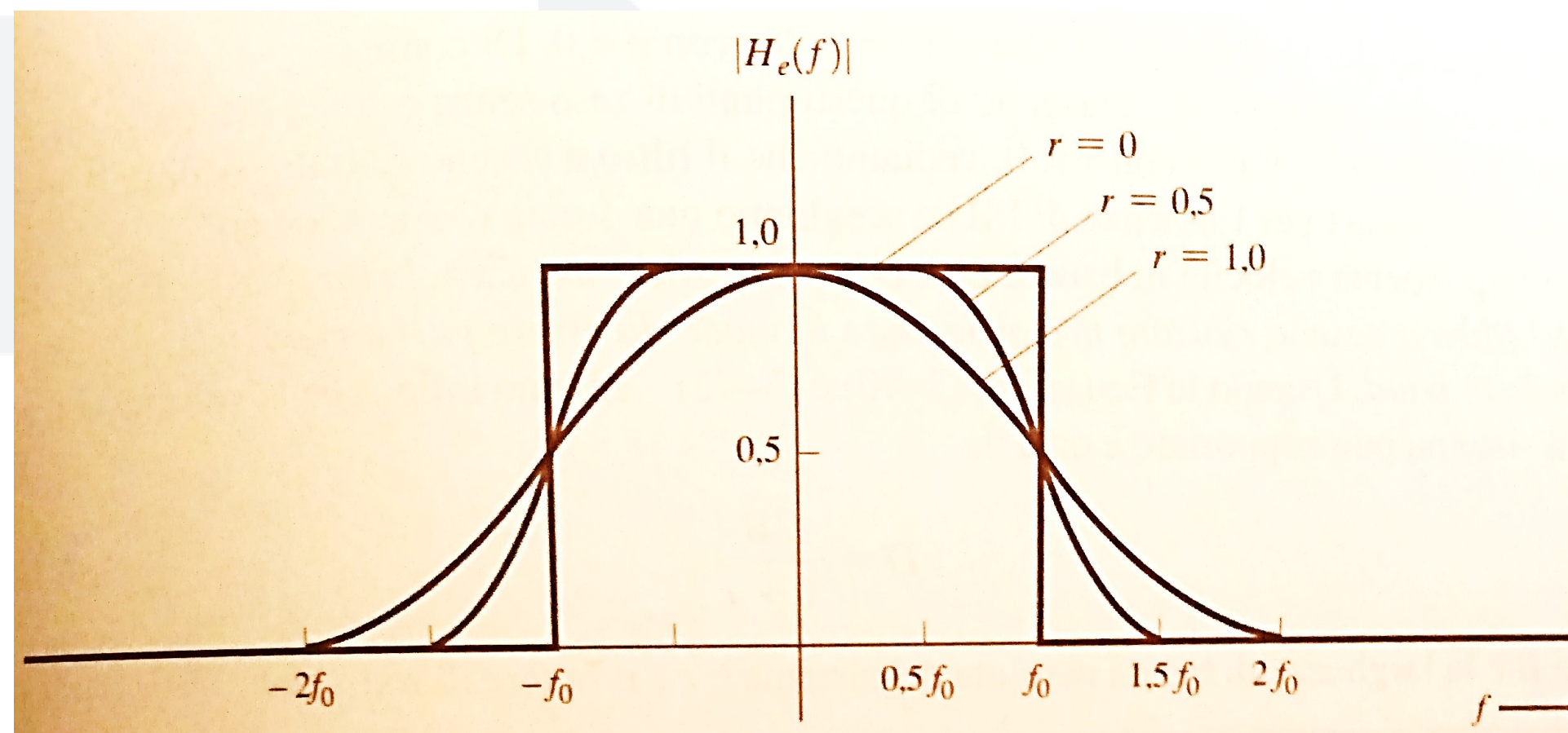


- in termini matematici, la banda passante può essere definita come un **filtro di Nyquist a coseno rialzato**, caratterizzato da una specifica funzione di trasferimento $H(f)$.

Comunicazioni reali – roll-off

Quindi il roll-off si può rappresentare come una **percentuale**, solitamente un valore compreso nell'intervallo 20-35 %, tipicamente 25 %:

- per $\alpha = 0$, abbiamo il caso di larghezza di banda minima, in cui $f_0 = B$;
- all'aumentare di α , per esempio per $\alpha = 1$, i requisiti del filtro vengono rilassati.



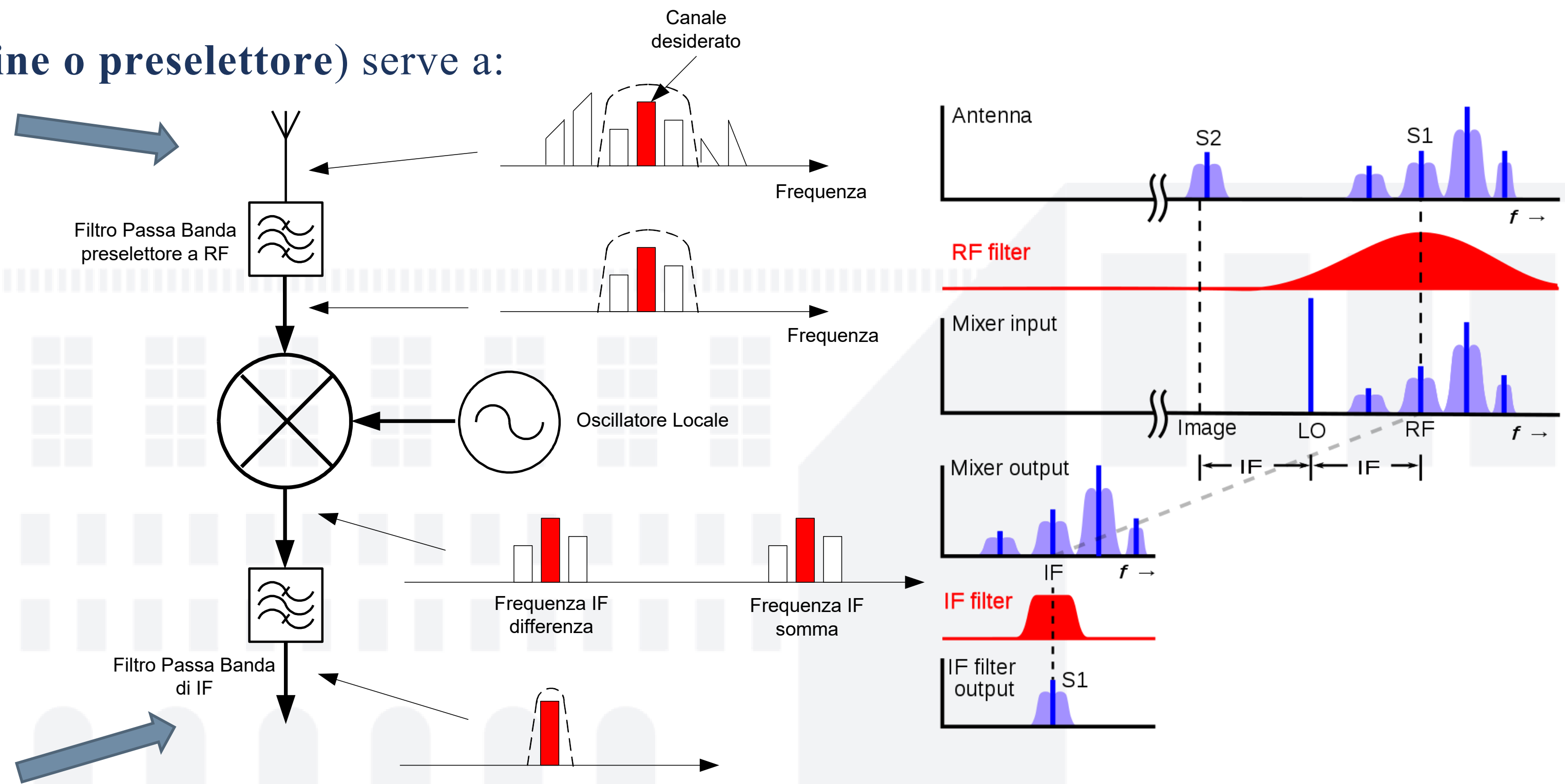
Ci sono molte **tecnologie** di filtri, che principalmente possiamo dividere:

- filtri **passivi**: sviluppati a partire dagli anni 1940, costituiti da elementi passivi (resistenze, condensatori, induttori) che non hanno bisogno di essere alimentati, come i circuito RC, RL, LC, RLC;
 - gli **induttori bloccano i segnali ad alta frequenza** e trasmettono con minore attenuazione quelli a bassa;
 - i **condensatori bloccano i segnali a bassa frequenza** e trasmettono con minore attenuazione quelli ad alta;
- filtri **attivi**: sviluppati a partire dagli anni 1950 (con l'avvento del transistor), oltre a componenti passivi, impiegano componenti attivi in circuiti di amplificazione delle bande di frequenza desiderata;
- filtri in linea di trasmissione, come i filtri risonatori, microstriscia, in **guida d'onda**: impiegati nelle microonde, possono sopportare anche grandi potenze (50 W) e possono essere integrati nel substrato del circuito (SIW – Substrate Integrated Waveguide);
- filtri **digitali**: i digital signal processing (DSP) conosciuti anche come discrete-time signal processing modificano numericamente il segnale.

I filtri nello schema supereterodina sono (qui visto per il **ricevitore** perché per il trasmettitore ha meno necessità da questo punto di vista):

- il filtro di ingresso (**reiezione di immagine o preselettore**) serve a:

- limitare la banda,
- escludere la frequenza immagine,
- escludere altri segnali non desiderati;

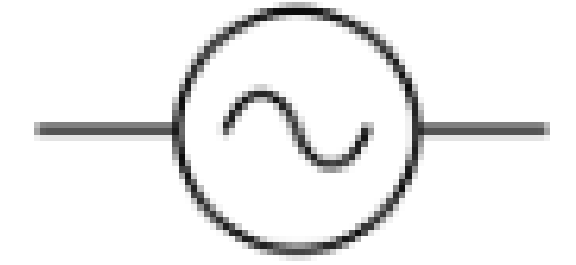


- il filtro di frequenza intermedia definisce la **selettività** del ricevitore, ovvero serve a selezionare il canale.

Specifiche dei filtri:

- **frequenza** centrale;
- **banda di frequenza** ovvero **estremi di frequenza**;
- **attenuazione** entro la banda o **insertion loss** (è un guadagno negativo);
- alimentazione, se filtri attivi;
- **figura di rumore**.

OSCILLATORI



Gli oscillatori emettono un segnale sinusoidale che può essere **fisso** o **variabile**.

Gli **oscillatori fissi** forniscono una frequenza stabile nel tempo con alto fattore di merito/qualità:

- i sistemi con basso fattore di merito/qualità o sottosmorzati ($Q = 1/2$ o poco più) possono oscillare solo una o poche volte prima di spegnersi;
- all'aumentare del fattore di merito/qualità, la quantità relativa di smorzamento diminuisce;
- per esempio, una campana di alta qualità suona con un unico tono puro per un tempo molto lungo dopo essere stata colpita: un sistema puramente oscillatorio, come una campana che suona per sempre, ha un fattore di qualità infinito;
- esempi sono i circuiti LC o oscillatori **controllati a cristallo**:
 - tra questi ultimi, i **cristalli al quarzo** (SiO_2) sono composti da slice di questo materiale posto tra due elettrodi: il quarzo è un materiale piezoelettrico, per cui, alimentato da una tensione, si deforma e comincia a vibrare a una certa frequenza di risonanza, rilasciando un segnale oscillante molto stabile a quella data frequenza di risonanza;
 - in pratica sono messi in **loop** un quarzo e un amplificatore: il primo agisce da filtro selezionando una frequenza.

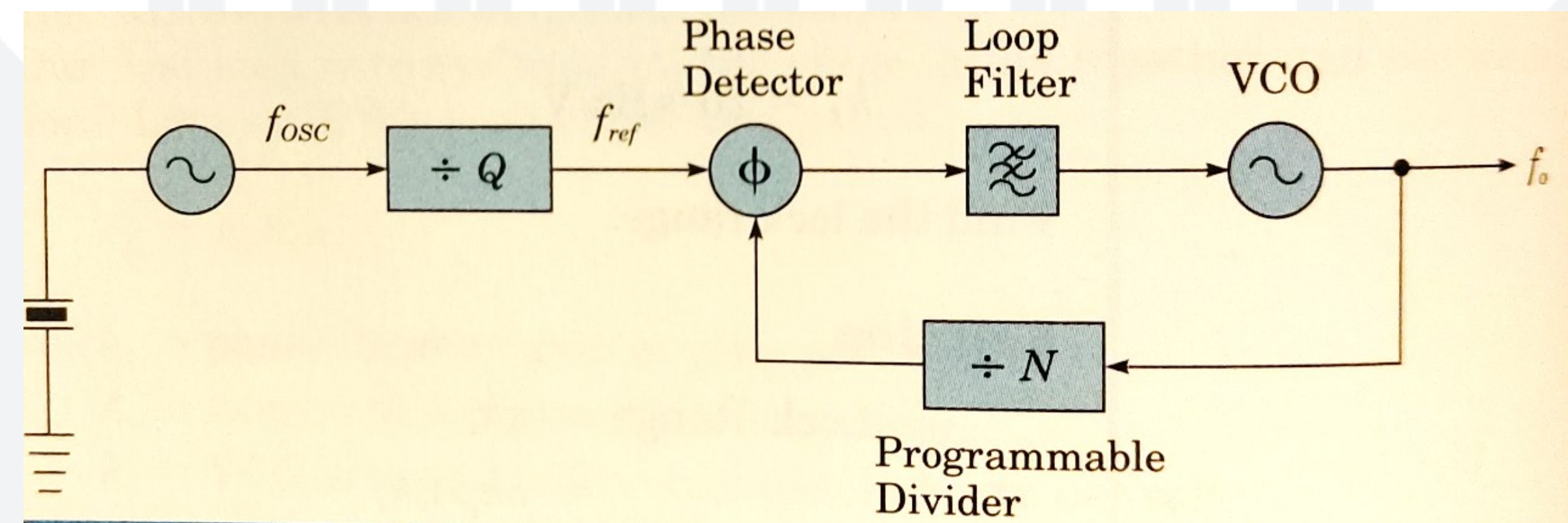
Gli **oscillatori variabili** hanno frequenza che può variare nel tempo grazie a sintetizzatori di frequenza:

- si tratta blocco funzionale in grado di generare frequenze nella gamma desiderata con la stessa precisione di un oscillatore di riferimento a cristallo di quarzo: uno dei sistemi più usati è il **PLL** (Phased Locked Loop).

PLL

Il diagramma a blocchi mostra un segnale in input a frequenza f_{ref} , che viene usato per programmare un segnale in output di frequenza f_o . Inizialmente questi due segnali saranno *unlocked*, cioè avranno diversa fase e frequenza.

Il segnale esterno di riferimento viene confrontato con il segnale in uscita attraverso un rilevatore di fase, producendo un segnale di errore proporzionale alla loro differenza di fase. Il segnale di errore viene quindi filtrato passa-basso e utilizzato per pilotare un voltage-controlled oscillator (VCO) che crea un nuovo segnale in uscita. L'uscita dal VCO viene riportata all'ingresso del sistema (attraverso un divisore N opzionale), producendo un anello di retroazione negativa.



PLL

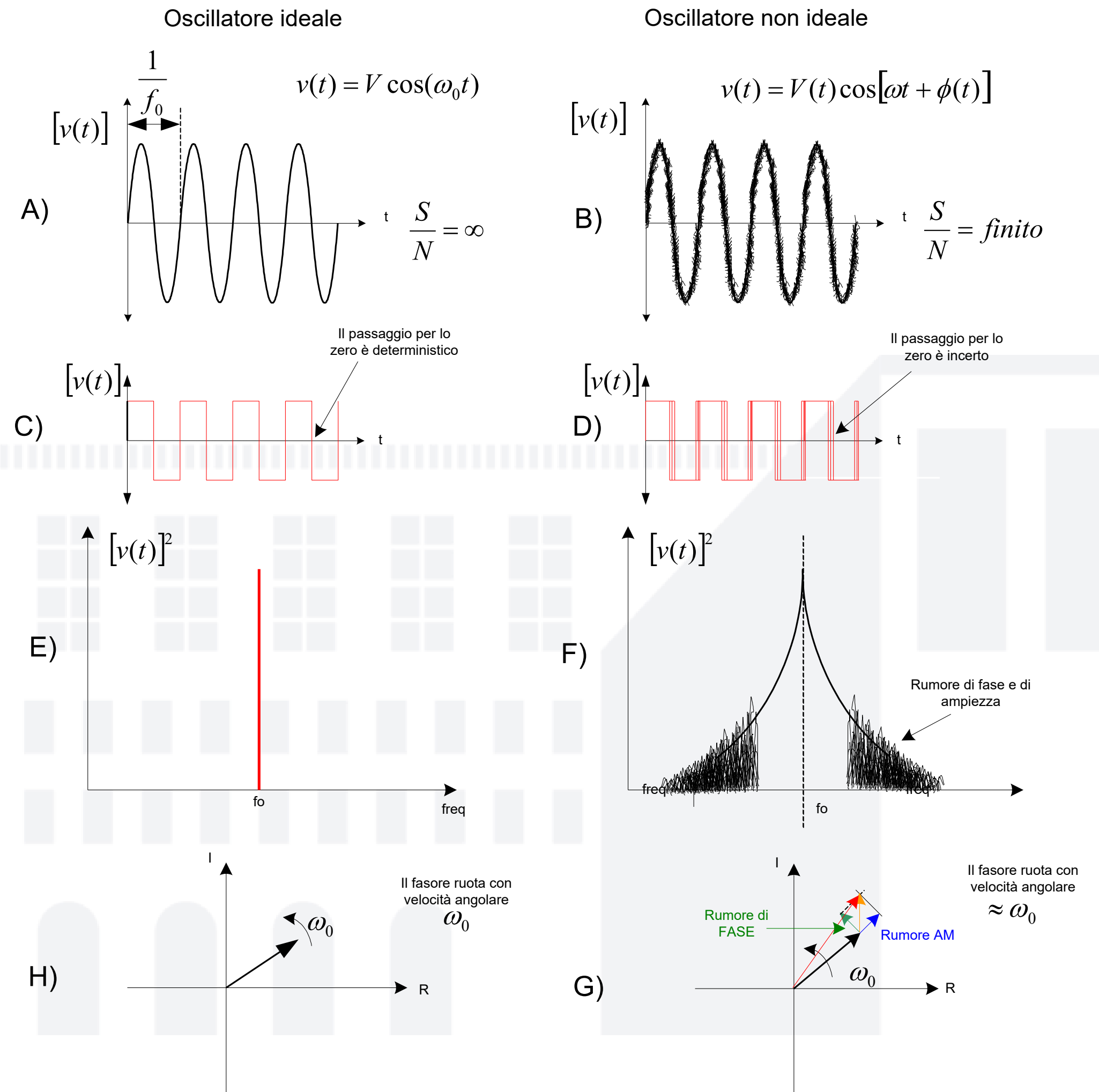
Se la fase dell'uscita subisce una deriva, il segnale di errore aumenta, guidando la fase del VCO nella direzione opposta in modo da ridurre l'errore. In questo modo la fase di uscita è bloccata sulla fase dell'ingresso. Lo scopo del PLL è fare in modo che il segnale in uscita dal VCO e il segnale di riferimento siano *phase-locked*, ovvero che abbiano la stessa fase e frequenza (in assenza di divisore N).

- Se la fase dell'oscillatore va cade prima di quella del riferimento, il rilevatore di fase modifica la tensione di controllo dell'oscillatore VCO in modo che acceleri.
- Allo stesso modo, se la fase va avanti rispetto al riferimento, il rilevatore di fase modifica la tensione di controllo per rallentare l'oscillatore VCO.

Ci può anche essere un divisore di frequenza nel percorso di retroazione (N) o nel percorso di riferimento (Q), o entrambi, al fine di rendere la frequenza del segnale di uscita del PLL un multiplo razionale della frequenza di riferimento. Con la tecnica a sintetizzatore o PLL N frazionale è possibile creare un multiplo non intero della frequenza di riferimento anche sostituendo il semplice contatore diviso per N nel percorso di retroazione con un contatore programmabile (che taglia gli impulsi).

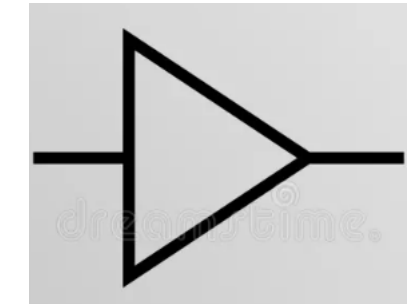
Specifiche oscillatori (PLL):

- **(banda di) frequenza** in uscita;
- **potenza** del segnale in uscita;
- **phase noise** (o jitter).

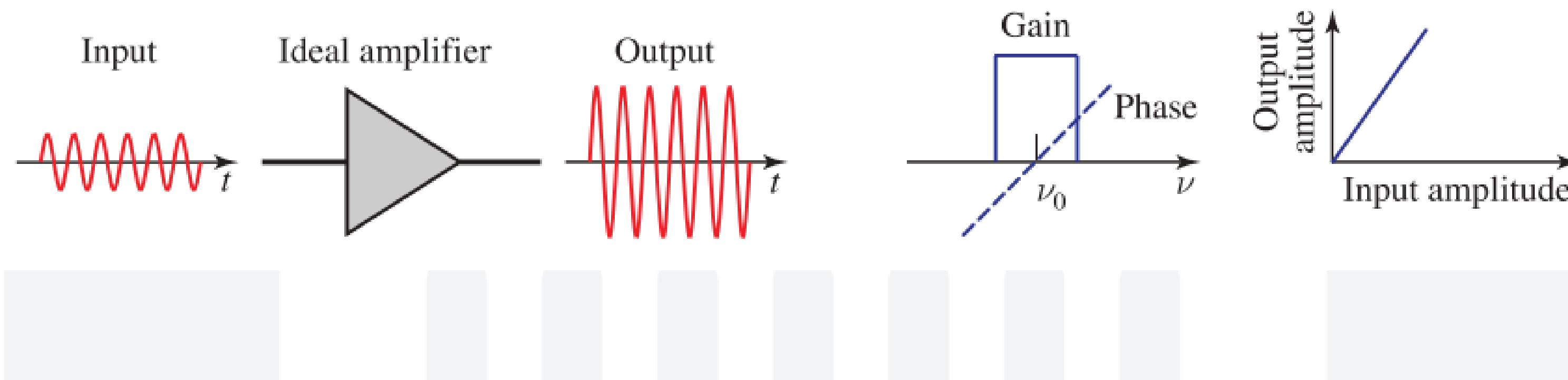


AMPLIFICATORI

Amplificatori ideali



L'amplificazione analogica nasce dalla necessità di trattare segnali ritenuti troppo deboli. Un amplificatore ideale si caratterizza per essere un sistema lineare che **aumenta l'ampiezza del segnale** di ingresso di un fattore detto **guadagno** dell'amplificatore. Un ingresso sinusoidale viene amplificato idealmente se all'uscita il segnale sinusoidale ha la **stessa frequenza**, ma con un'ampiezza maggiore. Il guadagno di un amplificatore ideale è **costante** per tutte le frequenze **all'interno della** larghezza di **banda** spettrale dell'amplificatore. L'amplificatore **può imprimere al segnale di ingresso uno sfasamento**, corrispondente a un ritardo temporale in uscita rispetto all'ingresso. Gli amplificatori lineari dunque modificano l'ampiezza (e in caso la fase) del segnale senza però variarne la frequenza.



Amplificatori ideali

Un caso semplice: un segnale sinusoidale di tensione v_S e ampiezza V_S , frequenza angolare ω , e fase ϕ

$$v_S = V_S \sin(\omega_s t + \phi)$$

viene amplificato da un amplificatore ideale con un **guadagno di tensione** A : allora in output otteniamo

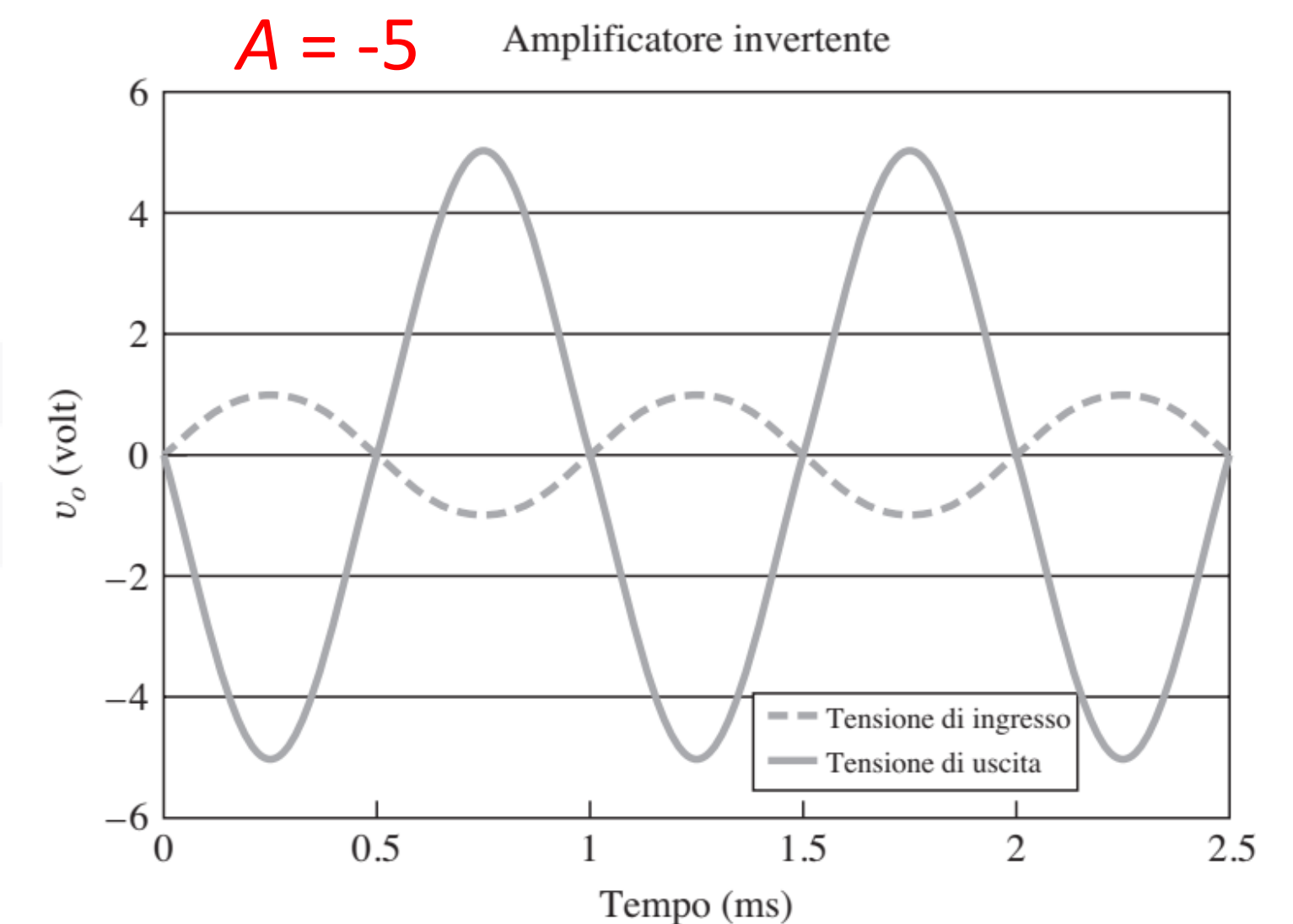
$$v_O = V_O \sin(\omega_s t + \phi)$$

Il guadagno di tensione dell'amplificatore è dato dal rapporto fra tensione di uscita e quella di ingresso, ovvero dal rapporto:

$$A = \frac{V_O}{V_S}$$

In figura, si vede l'effetto di una **guadagno negativo** sulle forme d'onda.

- Ci può essere anche un guadagno compreso tra 0 e 1: in questo caso, anziché impiegare un amplificatore si può ricorrere a una rete passiva (cioè composta da componenti passivi).



Amplificatori di potenza

Il concetto di amplificazione finora visto ha riguardato gli **amplificatori di tensione**. Alcuni ritengono che un amplificatore di sola tensione non sia altro che un trasformatore; e che un amplificatore vero e proprio si distingua da un trasformatore in quanto sia un amplificatore di potenza, e non solo di tensione.

- In un **trasformatore**, la tensione fornita in uscita può essere maggiore di quella in ingresso, ma la potenza in uscita è sempre inferiore o al massimo uguale alla potenza in input. Invece, un amplificatore di potenza consegna in uscita una potenza superiore a quella ottenuta dalla sorgente del segnale.

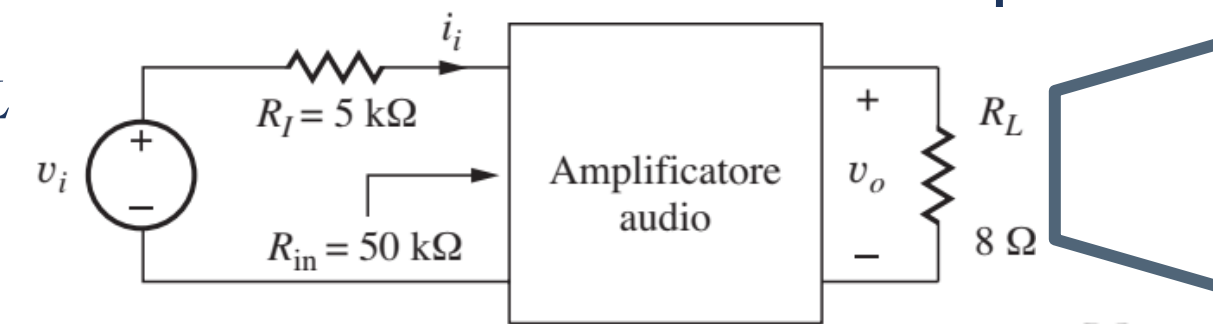
Di volta in volta occorre prestare attenzione a quale amplificazione ci stiamo riferendo:

- l'**amplificazione di tensione** A_v con guadagno di tensione $A_v = \frac{V_o}{V_i}$
- l'**amplificazione di corrente** A_I con guadagno di corrente $A_i = \frac{I_o}{I_i}$
- l'**amplificazione di potenza** A_p con guadagno di potenza $A_p = \frac{P_o}{P_i}$

In certi casi, può essere che l'amplificazione/guadagno di potenza A_p sia essere maggiore di 1 indipendentemente dai singoli valori di amplificazione/guadagno di A_v ed A_i : ovvero si può avere $A_p > 1$ anche con $|A_v| < 1$ oppure con $|A_i| < 1$ (ma ovviamente non entrambi). Un amplificatore di potenza può quindi fornire anche solo un modesto guadagno di tensione, ma allora deve produrre un sostanziale guadagno di corrente.

Amplificatori di potenza

Prendiamo qui un esempio di amplificatore audio (casse, auricolari, ...) in cui un segnale in input, rappresentato da un generatore con una resistenza R_i , viene amplificato da un amplificatore a resistenza R_{in} . Il segnale in output dall'amplificatore viene raccolto da un carico che si occupa di trattare il segnale (trasdurlo, leggerlo, ...), e che è caratterizzato da una resistenza R_L



Dunque,

in ingresso $v_i = V_i \sin \omega_i t$

con $i_i = I_i \sin \omega_i t$

$$I_i = \frac{V_i}{R_i + R_{in}} = \frac{1 \text{ mV}}{5 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega} = 18.2 \text{ nA}$$

in uscita $v_o = V_o \sin \omega_o t$

con $i_o = I_o \sin \omega_o t$

$$I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{40 \text{ V}}{8 \Omega} = 5 \text{ A}$$

Calcoliamo il guadagno:

$$|A_v| = \frac{V_o}{V_i} = \frac{40 \text{ V}}{1 \text{ mV}} = 4 \times 10^4$$

$$|A_i| = \frac{I_o}{I_i} = \frac{5 \text{ A}}{18.2 \text{ nA}} = 275 \times 10^6$$



$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{V_o}{\sqrt{2}} \frac{I_o}{\sqrt{2}}}{\frac{V_i}{\sqrt{2}} \frac{I_i}{\sqrt{2}}} = \frac{V_o}{V_i} \frac{I_o}{I_i} = |A_v| |A_i| = 40 \times 10^3 \times 275 \times 10^6 = 11 \times 10^{12}$$

Alternativamente, se R_i è la resistenza che l'amplificatore presenta all'ingresso ed R_L la resistenza presentata all'uscita dall'utilizzatore del segnale, l'amplificazione di potenza è data da

$$A_p = \frac{P_L}{P_i} = \frac{|V_o|^2 / R_L}{|V_i|^2 / R_i} = |A_v|^2 \cdot \frac{R_i}{R_L}$$

Decibel

Il valore del guadagno di potenza, tensione e corrente è talvolta espresso in decibel, o dB (un decimo di bel):

$$A_{P\text{dB}} = 10 \log A_P$$

$$A_{v\text{dB}} = 20 \log |A_v|$$

$$A_{i\text{dB}} = 20 \log |A_i|$$

Proprio perché espressi in quantità logaritmiche, i decibel sono comodi perché riducono numeri molto grandi (pensiamo al valore del guadagno di potenza dell'esempio precedente) in numeri molto più piccoli da trattare. Inoltre permettono di calcolare moltiplicazioni tra diversi termini di guadagno come addizioni.

E' bene ricordare che i decibel non sono una unità di misura, bensì esprimono **un guadagno**, cioè **un rapporto tra quantità o grandezze G** . Pertanto, sono ciò che si intende come “numero puro”, senza unità di misura. Se G_i è la grandezza in input o iniziale, e G_o è la grandezza in output o finale, allora

$$\text{dB} = 10 \log (G_o / G_i) . \quad (1)$$

Nel caso specifico dell'amplificazione di potenza, i dB esprimono un rapporto tra potenze P

$$\text{dB} = 10 \log (P_o / P_i) . \quad (2)$$

Quindi, quando si tratta di livelli di potenza, **i dB non rappresentano un valore assoluto di potenza**, bensì un aumento (o riduzione) di potenza tra due livelli.

Decibel

Invece, per esprimere **una valore assoluto in decibel**, e quindi per esprimere una grandezza, occorre porre una unità di misura di riferimento al posto della grandezza in input. Per esempio, se prendiamo come unità di riferimento 1 mW o 1 W, allora abbiamo rispettivamente

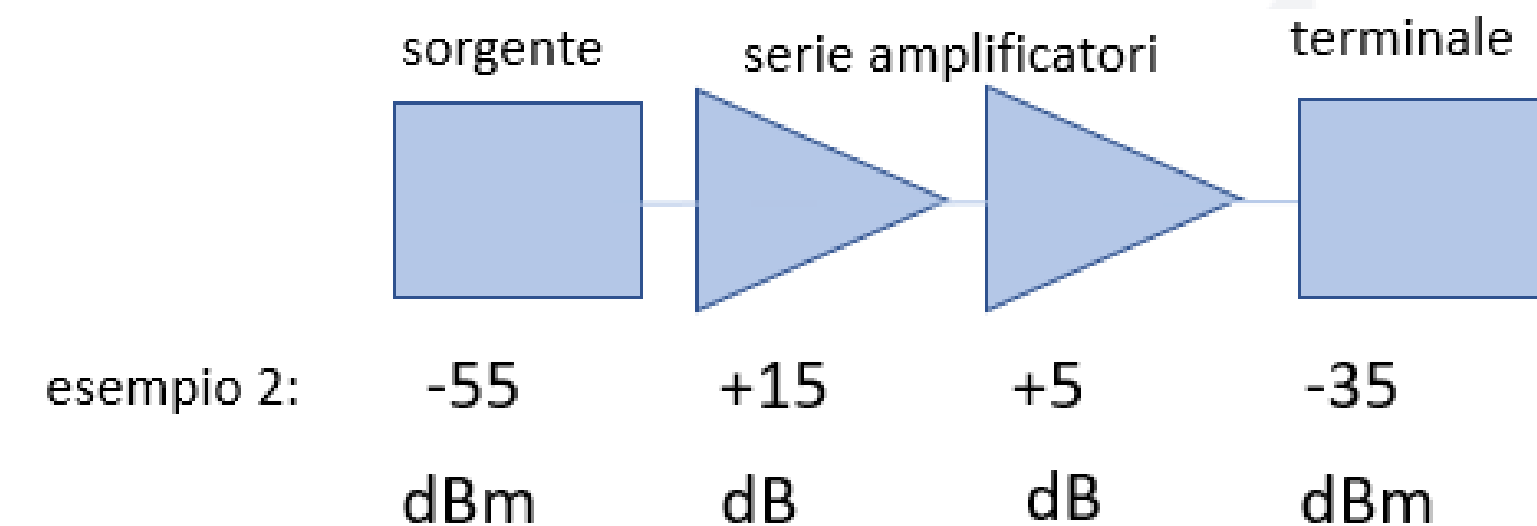
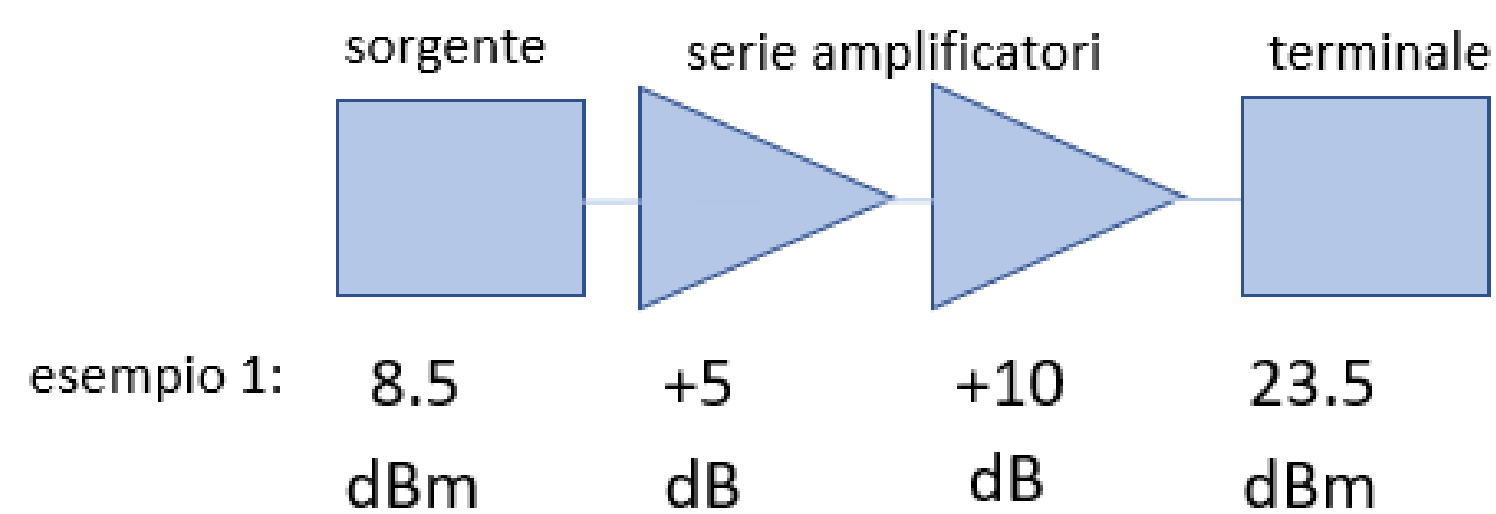
$$\text{dBm} = 10 \log (P_o / 1 \text{ mW}) ; \quad (3)$$

$$\text{dBW} = 10 \log (P_o / 1 \text{ W}) . \quad (4)$$

Con i dBm o i dBW indichiamo una grandezza di potenza; mentre con i dB un rapporto tra grandezze di potenza, un numero puro. In altre parole, i dBm e i dBW ci indicano il livello di potenza del segnale in un certo punto; mentre i dB ci indicano la differenza di potenza del segnale tra due punti.

Decibel

Per esempio, in un sistema come una radio, possiamo dover considerare elementi che aumentano o diminuiscono la potenza di un segnale (una antenna, un amplificatore, un attenuatore, ...). Quando introduciamo un elemento che aumenta la potenza del segnale, aggiungiamo un guadagno (positivo); quando introduciamo un elemento che riduce la potenza del segnale, aggiungiamo una attenuazione o perdita (negativo). Allora, in questi casi dobbiamo rispettivamente **sommare e sottrarre dB**; e non sommare e sottrarre dBm e dBW.



Decibel

Da un punto di vista matematico, possiamo avere un certo valore di potenza espresso in mW o W (unità di misura lineari) o tramite dBm e dBW (unità di misura logaritmiche). Le operazioni che possiamo condurre su un certo valore iniziale X_i di potenza consistono nell'aumentare o diminuire il livello di potenza. In termini logaritmici, questo incremento o riduzione si compie tramite addizioni o sottrazioni di dB (e non di dBm o dBW). Se partiamo da un valore di potenza iniziale X_i in dBm, tutto ciò che introduciamo per modificare tale livello di potenza sarà $y_1, y_2, ..$ in dB, ovvero

$$X_i \text{ [dBm]} \pm y_1 \text{ [dB]} \pm y_2 \text{ [dB]} \dots = X_{\text{finale}} \text{ [dBm]} ; \quad (5)$$

e **NON avremo mai**

$$X_i \text{ [dBm]} \pm y_1 \text{ [dBm]} \pm y_2 \text{ [dBm]} \dots = X_{\text{finale}} \text{ [dBm]} , \quad (6)$$

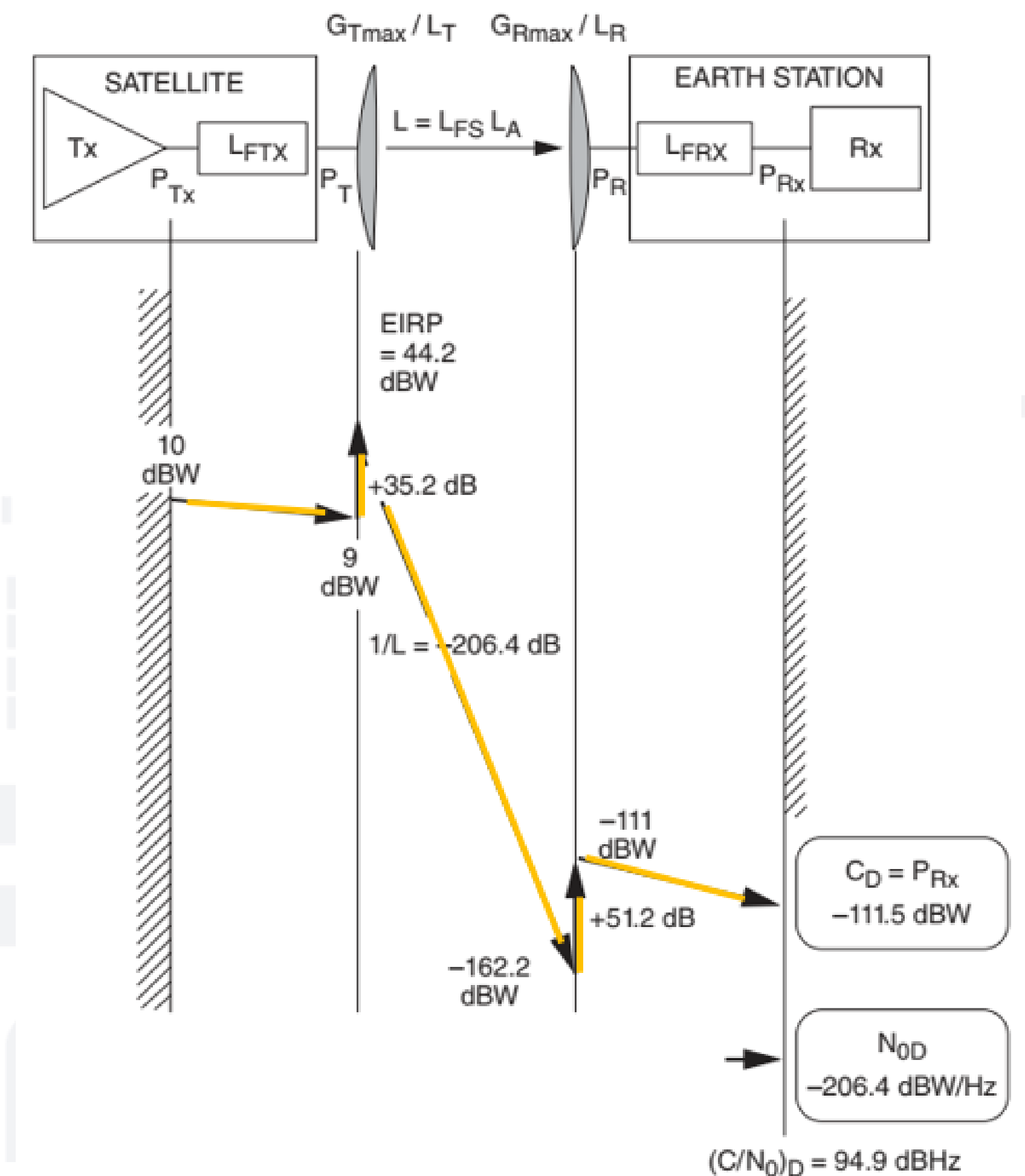
proprio perché i dB indicano un **rappporto di incremento relativo tra grandezze e non un valore assoluto** in sé. Se anziché in termini di dB, affrontiamo questi passaggi **in termini lineari**, allora notiamo che queste **addizioni/sottrazioni divengono moltiplicazioni/divisioni**. Ovvero, in forma lineare, a partire da un valore iniziale di potenza espresso in mW o W, ogni elemento introdotto nella catena per modificare il livello di potenza si esprime in termini moltiplicativi (o di divisione): questi termini moltiplicativi, che sono adimensionali, corrispondono alle somme espressi in dB nella (5). Se adottassimo l'equazione (6) come vera, allora, trasformandola in termini lineari, avremmo che gli y_1, y_2, \dots verrebbero moltiplicati:

$$X_i \text{ [W]} \cdot y_1 \text{ [W]} \cdot y_2 \text{ [W]} \cdot \dots \cdot y_n \text{ [W]} = X_{\text{finale}} \text{ [W}^n\text{]}$$

il che non è vero, perché trattiamo sempre livelli di potenza in [W] e non in [Wⁿ].

Decibel

Guardando da un punto di vista pratico, possiamo pensare ai dBm o dBW come unità di misura assoluta di potenza puntuale all'interno di una serie di passaggi; invece il transito da uno step al successivo si esprime con i dB. La figura rappresenta un tipico link budget nelle telecomunicazioni. Si legge da sinistra verso destra: in alto sono riportati i vari elementi della catena di telecomunicazioni; nel resto della figura i diversi livelli di potenza e di guadagno che incontriamo passando da elemento a elemento. Le frecce in giallo esprimono guadagni o perdite di potenza espresse in dB tra due step successivi della catena delle telecomunicazioni. Se vogliamo sapere l'effettiva potenza in un punto della catena dobbiamo far riferimento ai dBm o dBW.



Decibel

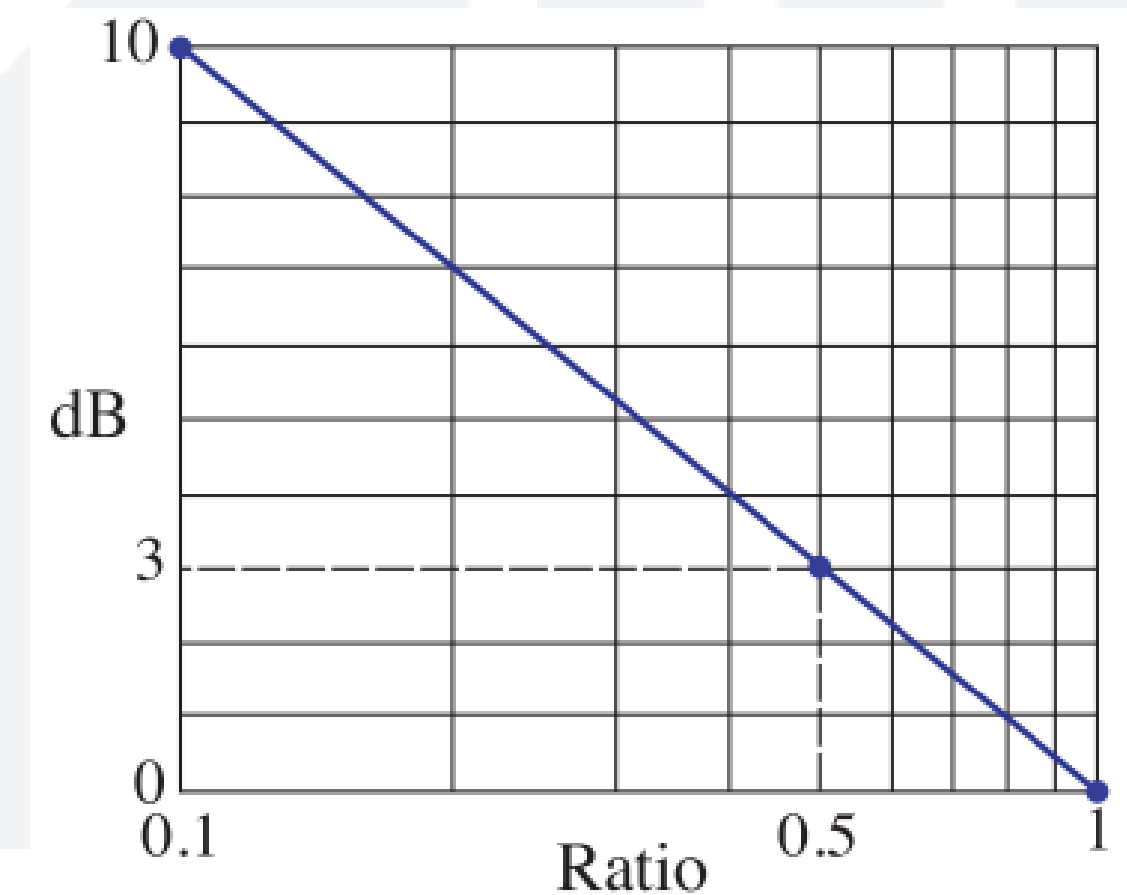
In conclusione, il problema con i decibel sta nel fatto che, siccome vi si fa riferimento come a quantità logaritmiche, spesso nelle equazioni (1) e (2) si finisce per focalizzare l'attenzione sul logaritmo e non sul rapporto tra quantità, che è ciò che rende i decibel l'espressione di un guadagno e non un valore assoluto. Proviamo idealmente a rimuovere il logaritmo e vedremo che i dB in quanto rapporto sono adimensionali.

Dunque, **dBm (o dBW) e dB sono entità diverse**, che si possono sommare/sottrarre, ma che non si possono commutare dall'uno all'altro. Anzi, a un valore in dBm o dBW può essere aggiunto/sottratto solo a valori in dB (e mai in dBm o dBW), per giungere a un valore finale di nuovo espresso in dBm o dBW.

Da ultimo, notiamo che dalla definizione di decibel discende che una potenza ridotta o aumentata di **3 dB** rispetto a una potenza di riferimento equivale, in termini lineari, rispettivamente a un valore **dimezzato o raddoppiato** rispetto la potenza di riferimento. Infatti:

$$P_o = 2 P_i \Rightarrow 10 \log 2 = 3 \text{ dB} ;$$

$$P_o = 0.5 P_i \Rightarrow 10 \log 0.5 = -3 \text{ dB} .$$

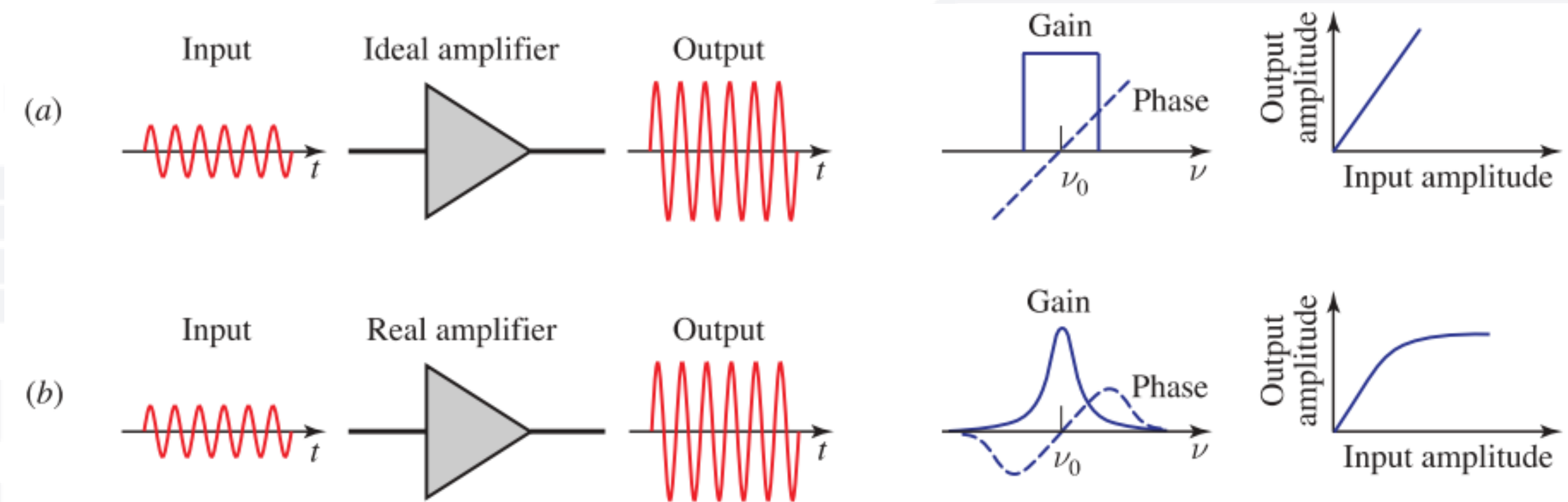


Amplificatori di potenza reali

Nell'amplificazione di un segnale bisogna fare attenzione a non modificare l'informazione contenuta nel segnale e a non introdurre di nuova. Pertanto, vogliamo che il segnale in uscita dall'amplificatore sia una replica esatta di quello in ingresso, tranne che, ovviamente, per la sua maggiore ampiezza. In altre parole, le "oscillazioni" della forma d'onda in uscita devono essere identiche a quelle della forma d'onda in ingresso. Un **amplificatore ideale** di questo tipo è dunque **lineare**. Ogni variazione nella forma d'onda è una indesiderata distorsione non lineare.

Consideriamo un amplificatore con un guadagno di potenza G . In un amplificatore ideale, la potenza d'uscita è direttamente proporzionale alla potenza d'ingresso, cioè $P_{out} = G P_{in}$. Inoltre tale relazione vale per qualsiasi valore di P_{in} e qualsiasi banda di frequenza.

- Per esempio, se $P_{in} = 0$, allora $P_{out} = 0$; se $P_{in} = 10^6$ W e $G = 10$ dB, allora sarà $P_{out} = 10^7$ W.



(a) An ideal amplifier is linear. It serves to increase the amplitude of a signal (whose frequencies lie within its bandwidth) by a constant gain factor, and possibly introduces a linear phase shift. (b) A real amplifier typically has a gain and phase shift that are functions of frequency. For large values of the input, the output signal saturates and the real amplifier exhibits nonlinearity.

Amplificatori di potenza reali

Ma **in realtà**, nessun amplificatore reale può funzionare in questo modo, cioè essere lineare lungo un intervallo illimitato di livelli di potenza.

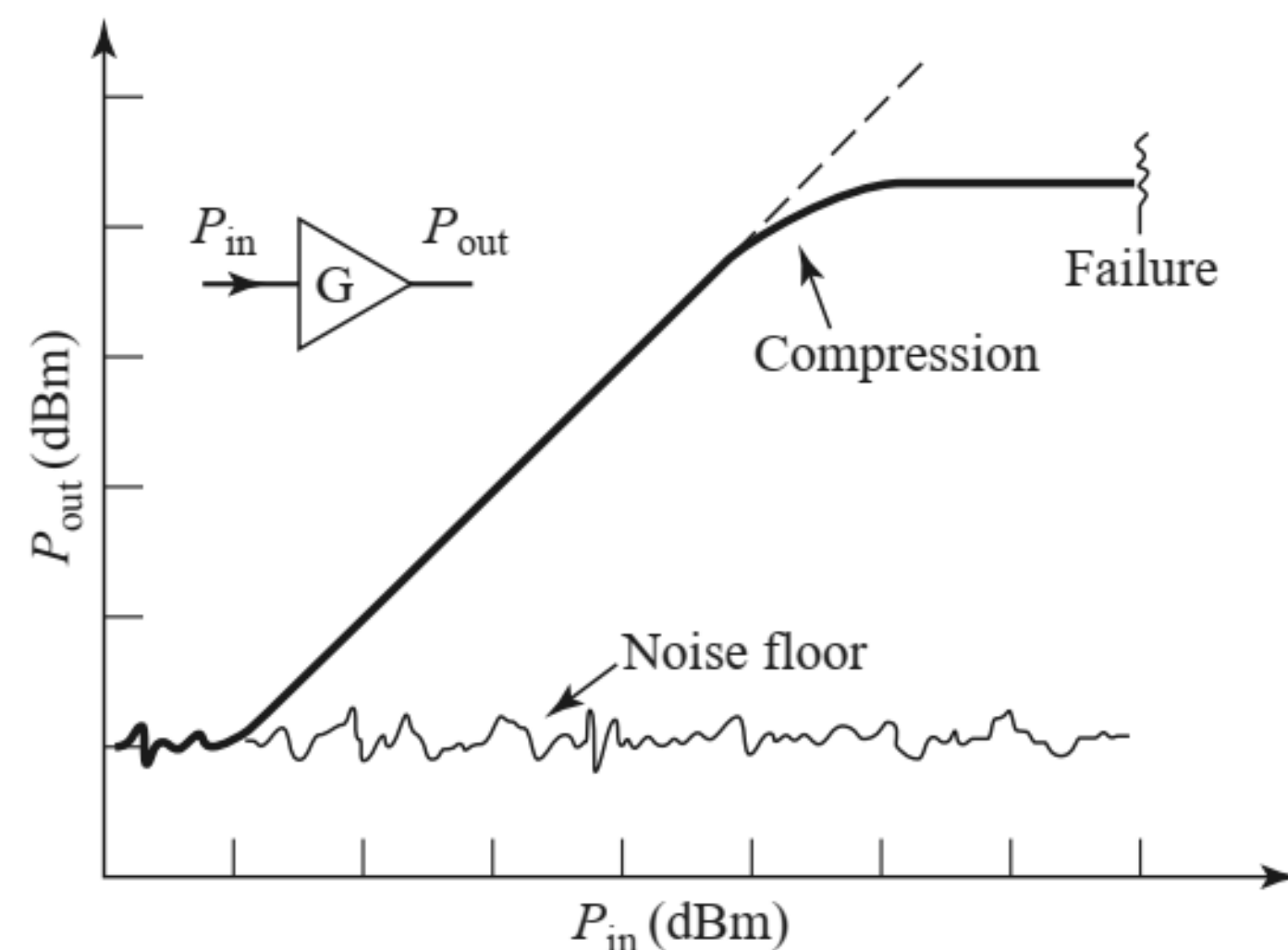
In pratica, le assunzioni di linearità sono sostanzialmente valide solo entro un intervallo di livelli. In tale intervallo, detto intervallo dinamico o **dynamic range** del componente (o del sistema), non si hanno distorsioni del segnale, come vedremo. Gli estremi di tale intervallo sono:

- come **estremo superiore**, il livello di potenza a cui il dispositivo comincia a **saturare**, ovvero quando la potenza di uscita non aumenta più linearmente all'aumentare della potenza di ingresso;
- come **estremo inferiore** il **noise floor**.

Amplificatori di potenza reali

Possiamo comprendere graficamente questo intervallo guardando in figura la **caratteristica ingresso-uscita**, ovvero la relazione effettiva tra la potenza di uscita e quella di ingresso di un componente reale.

- Partiamo dalla **condizione di linearità**, ovvero il tratto inclinato che evidenzia come l'aumento di potenza sia proporzionale tra potenza in ingresso e potenza in uscita: si tratta di una gamma di potenze per le quali vale l'approssimazione $P_{out} = G P_{in}$.
- Aumentando la potenza in input, a un certo punto la retta si piega per raggiungere un tratto orizzontale, dove comincia la **non linearità**.



- La piega è detta **compressione**.
- Il tratto orizzontale è detto **saturazione**: all'aumentare della potenza in ingresso, non c'è alcuna variazione (se non leggerissima) nella potenza in output, che rimane invariabilmente costante a un valore detto potenza di saturazione.
- Una potenza di ingresso ancora più elevata causerà il **guasto** dell'amplificatore.

Amplificatori di potenza reali

Matematicamente, un amplificatore si definisce **lineare** quando la sua **caratteristica ingresso-uscita** è:

$$v_{out}(t) = k_1 v_{in}(t)$$

dove k è una costante coincidente con il guadagno dell'amplificatore. Se l'amplificatore **non** è perfettamente **lineare** la sua caratteristica di trasferimento non è più esprimibile con una semplice legge lineare ma richiede anche altri termini della variabile di ingresso.

$$v_{out}(t) = k_1 v_{in}(t) + k_2 v_{in}^2(t) + k_3 v_{in}^3(t) + k_4 v_{in}^4(t) + \dots k_n v_{in}^n(t)$$

Questi contributi di **non linearità** della caratteristica di trasferimento **generano distorsioni** nel segnale di uscita rispetto al segnale originario di ingresso. Vediamo come nelle prossime pagine

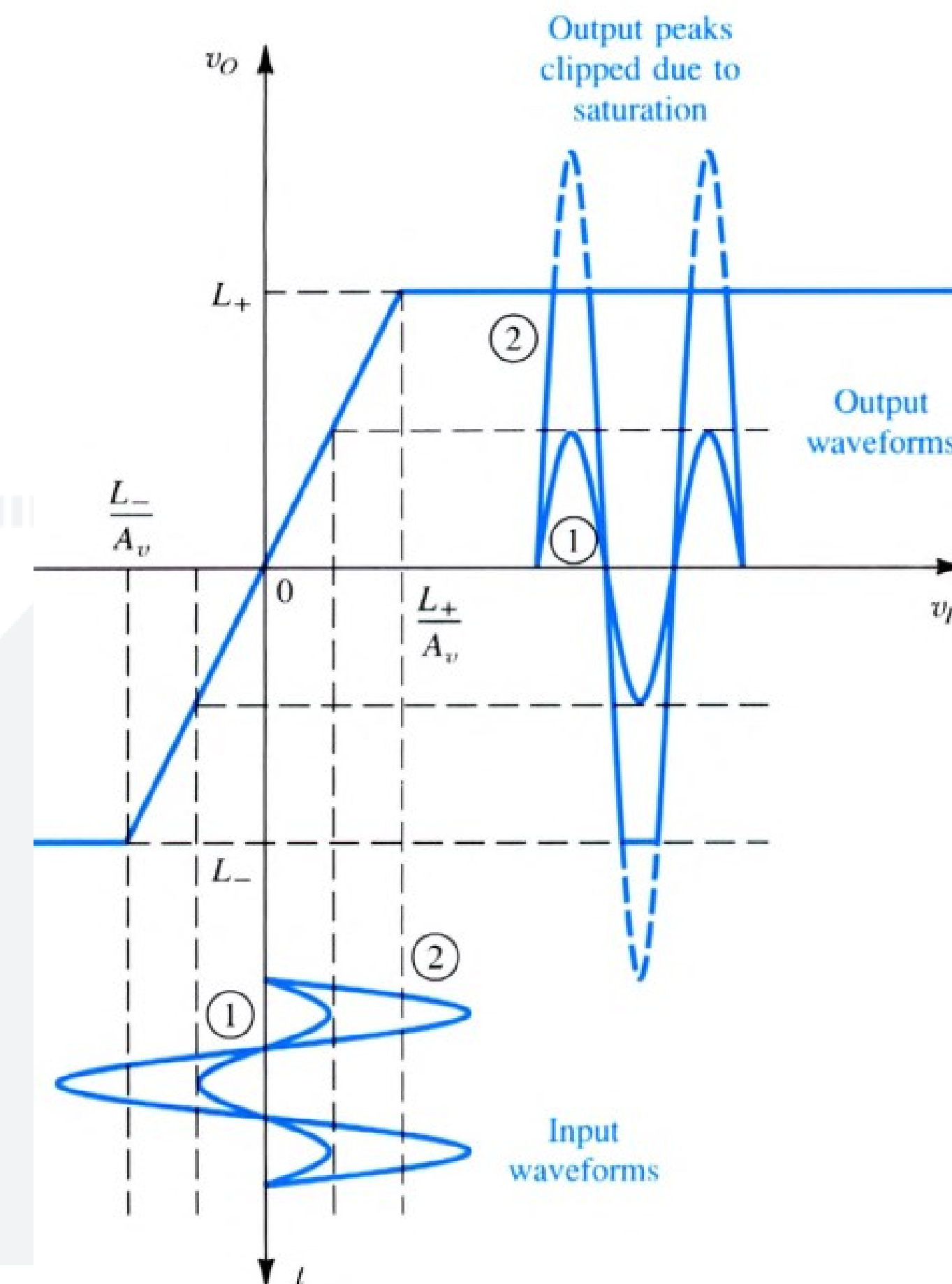
Amplificatori di potenza reali

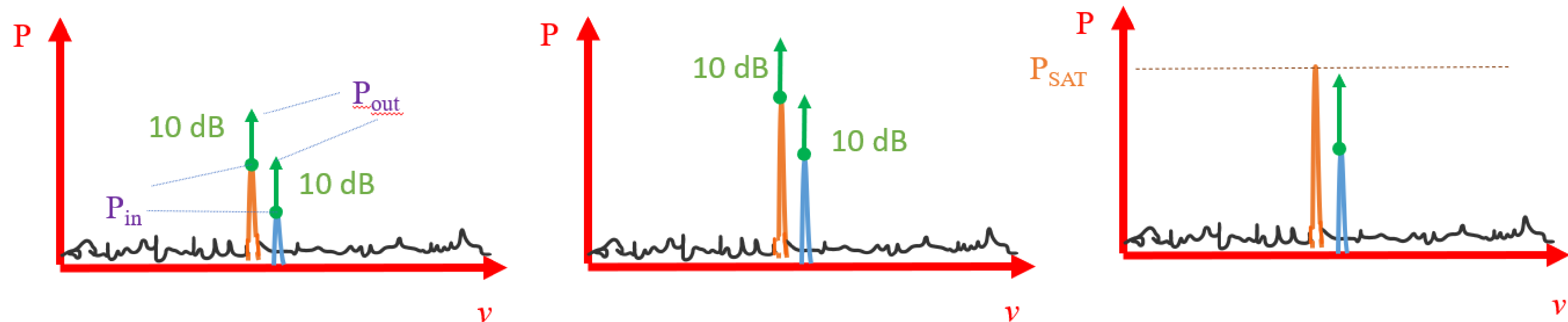
La **saturazione** è una condizione in cui, all'aumentare della potenza in ingresso dell'amplificatore, non si assiste a un corrispondente aumento della potenza in uscita dall'amplificatore.

In condizioni di **linearità** il **guadagno** è **costante** : variando la potenza del segnale in ingresso, la potenza del segnale d'uscita sarà variata sempre dello stesso guadagno rispetto l'ingresso.

In condizioni di **saturazione** più aumento la potenza in ingresso più **si riduce il guadagno** , dal momento che la potenza in uscita è stabile al valore di saturazione.

Il problema principale della saturazione non è tanto la perdita di guadagno (che corrisponde a uno spreco di potenza), quanto le distorsioni che si creano. Infatti, amplificando in condizioni di saturazione, la potenza del segnale in uscita non può crescere in ampiezza oltre la soglia di saturazione, pur aumentano il segnale in ingresso: allora questo mancato guadagno di potenza viene ridistribuito tra le altre componenti in frequenza che non hanno ancora raggiunto la saturazione. Queste componenti di frequenza vedono così aumentare il loro peso relativo in potenza rispetto al contributo minore che avevano nel segnale originale non amplificato. Il risultato è una **distorsione del segnale** . Vediamo un esempio nella pagina che segue.



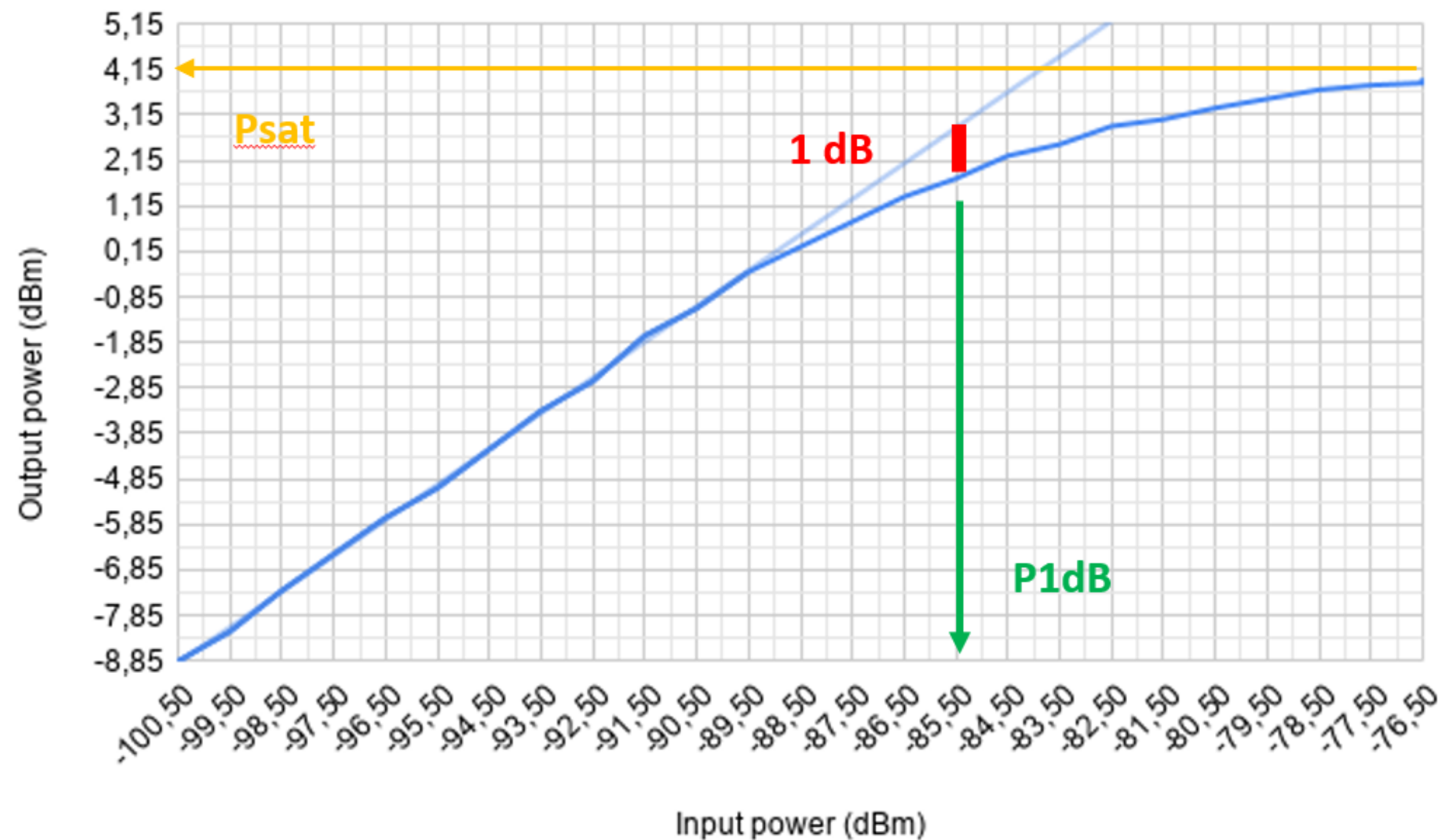


Nelle immagini in alto, vediamo, nel piano frequenza-potenza, un segnale composto da un tono principale a una certa frequenza (arancione), accompagnato da un altro tono secondario a una frequenza differente (celeste) di più debole potenza.

1. Applichiamo un amplificatore tale da far aumentare di 10 dB il livello di potenza dei due toni (figura a sinistra): prima e dopo l'amplificatore, la differenza di potenza tra i toni rimane uguale.
2. Se l'amplificatore è in regime di linearità (figura al centro), aumentando la potenza di ingresso (i picchi arancione e celeste partono più alti rispetto al caso precedente) otterrò in uscita un livello di potenza aumentato sempre di 10 dB per entrambi i toni, principale e secondario: quindi il tono secondario rimane debole rispetto quello principale.
3. Invece, se l'amplificatore è in saturazione, un aumento di potenza in ingresso non ha effetti sul picco del tono principale: il picco in uscita non viene spinto ulteriormente verso l'alto dall'amplificatore; anzi rimane fisso a P_{SAT} . Questo guadagno mancato si riversa nel tono secondario: se il tono secondario viene amplificato e il tono principale no, allora il gap di potenza tra i due si riduce; ovvero, il contributo in potenza del tono secondario diventa maggiore rispetto a quanto avveniva nel segnale originario, privo di amplificazione. Ecco che si è creata una distorsione.

Punto di compressione a 1 dB

Per quanto appena visto, è bene **lavorare in regime di linearità** (o al suo culmine) dell'amplificatore e/o **filtrare bene** ogni altro possibile segnale non voluto. Gli **effetti di distorsione dovuti alla non linearità** sono misurati per mezzo di alcuni parametri noti di un dispositivo. Tra questi, il parametro più immediato per discriminare tra condizione di linearità e condizione di non linearità di un amplificatore è il cosiddetto **punto di compressione a 1dB**.



Il punto di compressione a 1 dB è quel **valore di potenza in ingresso** per cui il **guadagno misurato** di un dispositivo attivo risulta essere **inferiore di 1 dB** rispetto al valore teorico assunto in regime di funzionamento **lineare**. In altre parole è quel punto di potenza in ingresso individuato dalla potenza in uscita misurata in compressione che è sotto 1 dB rispetto al prolungamento della retta di linearità.

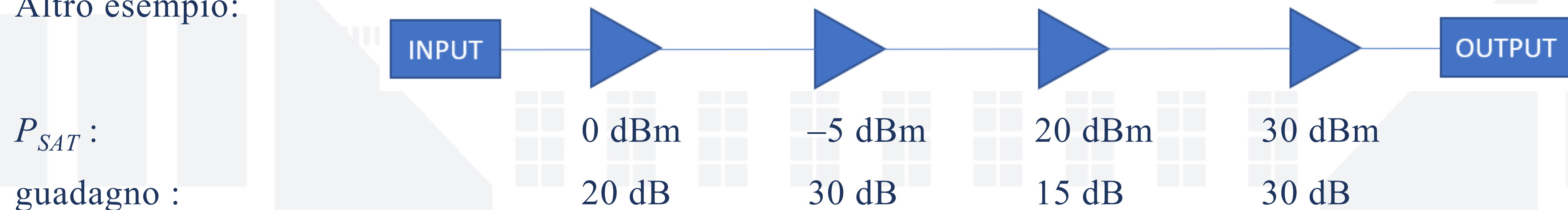
Praticamente, si va a guardare dove la compressione comincia ad allontanarsi dalla linearità: ove la compressione misurata è a -1 dB dal prolungamento ideale della linearità, lì in corrispondenza si rileva la potenza in ingresso.

Serie di amplificatori di potenza

Quando più **amplificatori** possono essere messi **in serie** con lo scopo di ottenere una maggiore performance di guadagno, occorre controllare che **ogni stadio** presenti, oltre a coerenza col restante progetto (frequenze, consumi), caratteristiche di **linearità**: in altre parole, ogni stadio deve stare sotto la P_{SAT} del componente specifico.

Per esempio, mettere in serie amplificatori la cui P_{SAT} è 0 dBm, non mi permetterà mai di superare i 10 dBm di potenza in uscita, indipendentemente da quanti amplificatori aggiunga o da quanto sia il loro guadagno.

Altro esempio:



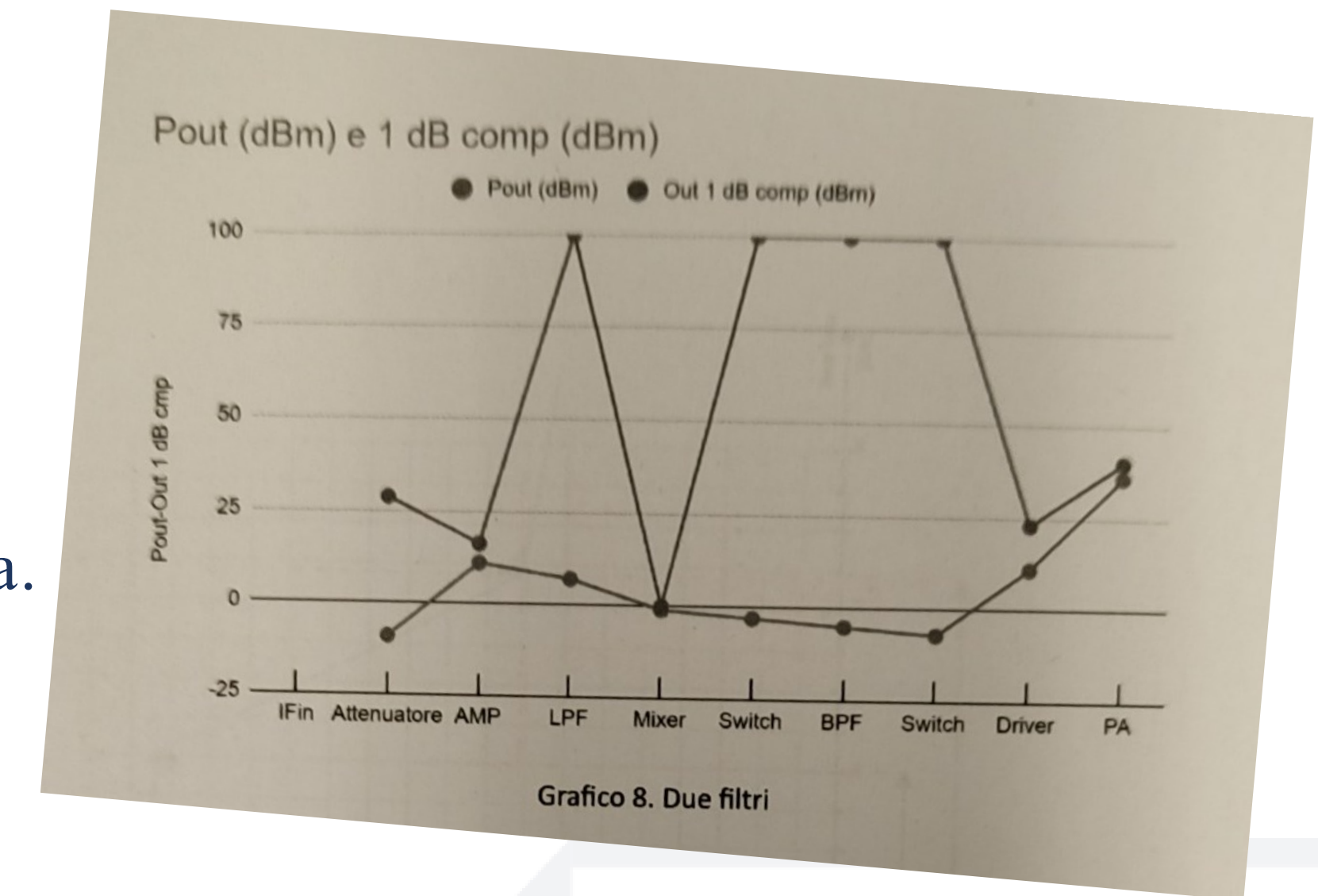
- se input fornisce -70 dBm, output sarà $+25$ dBm ($= -70$ dBm + 20 dB + 30 dB + 15 dB + 30 dB) \rightarrow linearità;
- se input fornisce -65 dBm, output sarà $+30$ dBm ($= -65$ dBm + 20 dB + 30 dB + 15 dB + 30 dB) \rightarrow linearità;
- se input fornisce -60 dBm, output sarà $+30$ dBm perché l'ultimo stadio è limitato da P_{SAT} \rightarrow saturazione;

In generale, ciò vale non solo per lo stadio finale, bensì va controllato anche in ogni stadio intermedio.

Serie di amplificatori di potenza

Metodo per verificare la saturazione di una catena.

1. Sull'asse x si dispongono tutti gli elementi della catena in successione discreta.
2. Sull'asse y i valori di potenza.
3. Si costruiscono due curve spezzate:
 - una che unisce la **potenza prevista in uscita da ogni stadio**;
 - una che unisce la **potenza di saturazione o il punto di compressione a 1 dB in uscita di ogni stadio**:
 - questo valore per gli amplificatori è misurato o riportato in datasheet;
 - mentre per i filtri si assume un valore molto alto, tipicamente 100 dB.
4. dove le due linee spezzate si intersecano abbiamo saturazione e quindi perdita di potenza.



Un amplificatore quindi viene definito dalle seguenti caratteristiche:

- risposta in **frequenza**: larghezza di banda di frequenze in cui viene mantenuta la linearità;
- **guadagno**;
- **dynamic range**;
- **potenza di saturazione**,
- **punto di compressione a 1 dB**;
- altre distorsioni effetto della non-linearità;
- alimentazione.

Gli amplificatori a basso rumore (**LNA**) sono degli amplificatori capaci di amplificare la potenza di un segnale, tenendo basso il livello di potenza del rumore. Per questo motivo sono utilizzati all'ingresso di ricevitori, dove il segnale percepito è soggetto maggiormente alle cause di rumore. Per gli LNA sarà dunque importante conoscere anche:

- la **figura di rumore** (deve essere più bassa possibile).

Rumore termico dei dispositivi



Il **rapporto segnale/rumore SNR o S/N** (in casi specifici CNR o C/N) è il rapporto tra la potenza del segnale desiderato e la potenza del rumore indesiderato.

- SNR dipende quindi dalla potenza del segnale: quando all'ingresso di un componente privo di rumore vengono applicati un rumore e un segnale desiderato, sia il rumore che il segnale vengono attenuati o amplificati dello stesso fattore, per cui il rapporto segnale/rumore rimane invariato.
- Tuttavia, se il componente è rumoroso, la potenza del rumore in uscita aumenterà più della potenza del segnale in uscita, riducendo così il rapporto segnale/rumore in uscita.

$$\frac{S}{N} (dB) = 10 \log \frac{P_S}{P_N}$$

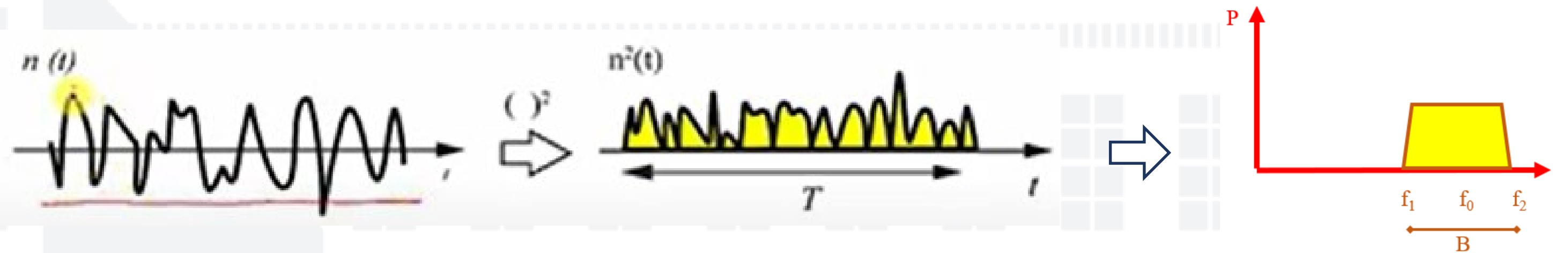
Abbiamo accennato che tutti i dispositivi contribuiscono al rumore:

- un amplificatore aumenta il livello di potenza sia del segnale sia del rumore; ma aggiunge anche rumore, per cui il rapporto segnale rumore all'uscita sarà più basso rispetto a quello in input.
- (per il teorema di fluttuazione e dissipazione, ogni sorgente di rumore ha una perdita; e ogni sorgente che ha una perdita genera rumore)

NOISE POWER

Il rumore termico è un processo casuale dovuto agli **elettroni del dispositivo che sono in moto casuale**, con un'**energia cinetica proporzionale alla temperatura**. Trattandosi di moti casuali,

- non possiamo dire precisamente quanto il rumore $n(t) \equiv v_n(t)$ vale in un certo istante;
- ma la potenza media del rumore può essere calcolata misurando l'area al di sotto di $n^2(t)$, per un certo periodo di tempo sufficientemente lungo: $N \equiv P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt$

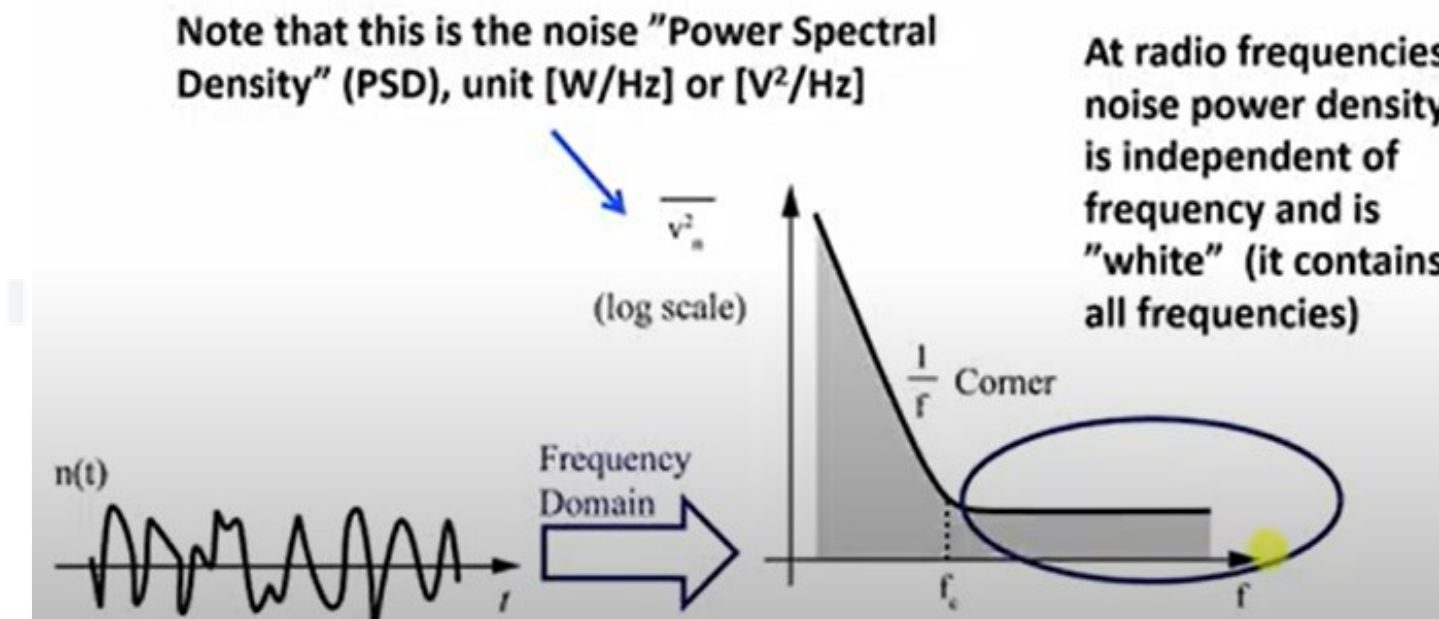


Siccome non è pratico calcolare tempi sufficientemente lunghi ($T \rightarrow \infty$), si passa al dominio delle frequenze:

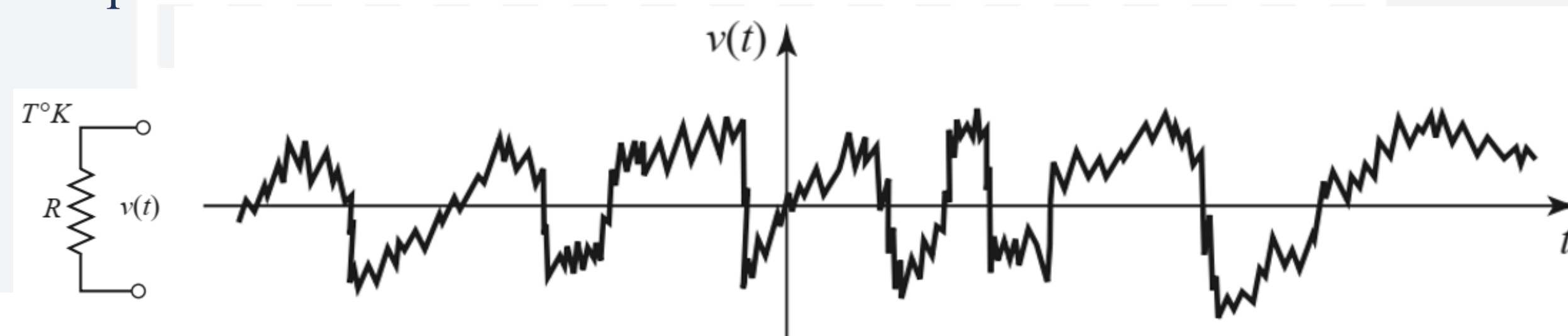
1. sappiamo infatti che la potenza in entrambi i domini (tempo e frequenze) deve essere uguale;
2. perciò possiamo considerare che la root mean square (radice della media dei quadrati) $\frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt \equiv \sigma_n^2$ di $n(t)$ non è altro che l'area sottesa dal rumore nel dominio delle frequenze (vale lo stesso discorso per i filtri bassabanda).

NOISE POWER

Gli **effetti del rumore** si caratterizzano in termini di **temperatura di rumore** e **figura di rumore** (come vedremo): queste caratteristiche si applicano a tutti i sistemi, indipendentemente dalla sorgente, purché lo spettro del rumore sia relativamente piatto sulla larghezza di banda del sistema. Il rumore con uno spettro di frequenza piatto è chiamato rumore bianco (white noise). Solitamente nei sistemi RF e microonde ci si trova in queste condizioni.



Per stabilire la **potenza del rumore di un dispositivo**, si può considerare una **resistenza alla temperatura T (K)**. Gli **elettroni nella resistenza sono in moto casuale**, con un'energia cinetica proporzionale alla temperatura. Questi movimenti casuali producono piccole fluttuazioni casuali di tensione ai terminali del resistore.



Anziché proseguire con la classica trattazione di Johnson-Nyquist, consideriamo che questa tensione ha un valore medio nullo, ma una root mean square $V_n \equiv \sigma_n$ non nullo, dato dalla **legge di Planck** sulla radiazione di corpo nero,

$$V_n = \sqrt{\frac{4hf BR}{e^{hf/kT} - 1}}$$

- $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J s} = \text{Planck's constant};$
- $k = 1.380 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1} = \text{Boltzmann's constant};$
- $T = \text{temperature in K};$
- $B = \text{larghezza di banda in Hz.}$
- $f = \text{frequenza centrale della banda in Hz.}$
- $R = \text{resistenza.}$

Possiamo semplificare questo risultato:

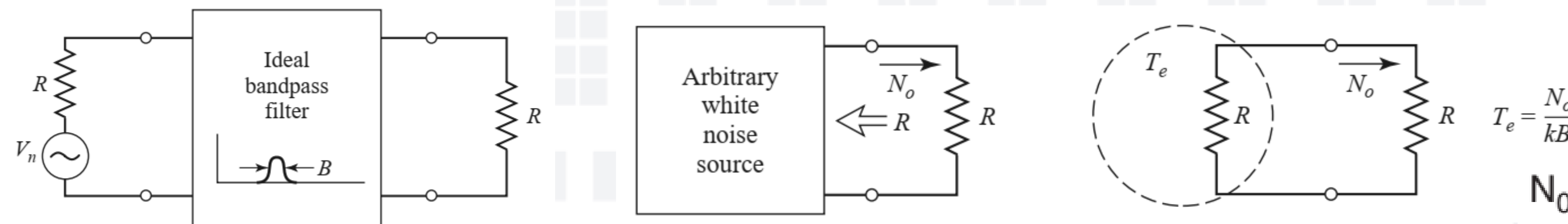
1. alle **frequenze radio**, il risultato di cui sopra può essere semplificato sfruttando il fatto che $hf \ll kT$
2. perciò, utilizziamo i primi due termini di un'**espansione in serie** di Taylor per l'esponenziale $e^{hf/kt} - 1 \simeq \frac{hf}{kT}$
3. otteniamo $V_n = \sqrt{4kTBR}$ (approssimazione *Rayleigh–Jeans*)

Se connettiamo questo "dispositivo-resistore rumoroso" (a sinistra nell'immagine) a un carico (a destra nell'immagine), per il teorema del massimo trasferimento di potenza o legge di Jacobi, la massima potenza (di rumore) trasferita si ha quando il carico ha proprio la stessa resistenza R ;

- cosicché la potenza (di rumore) trasferita dal dispositivo alla temperatura T al carico è data, attraverso la legge di Ohm ($I=V/R$), da:

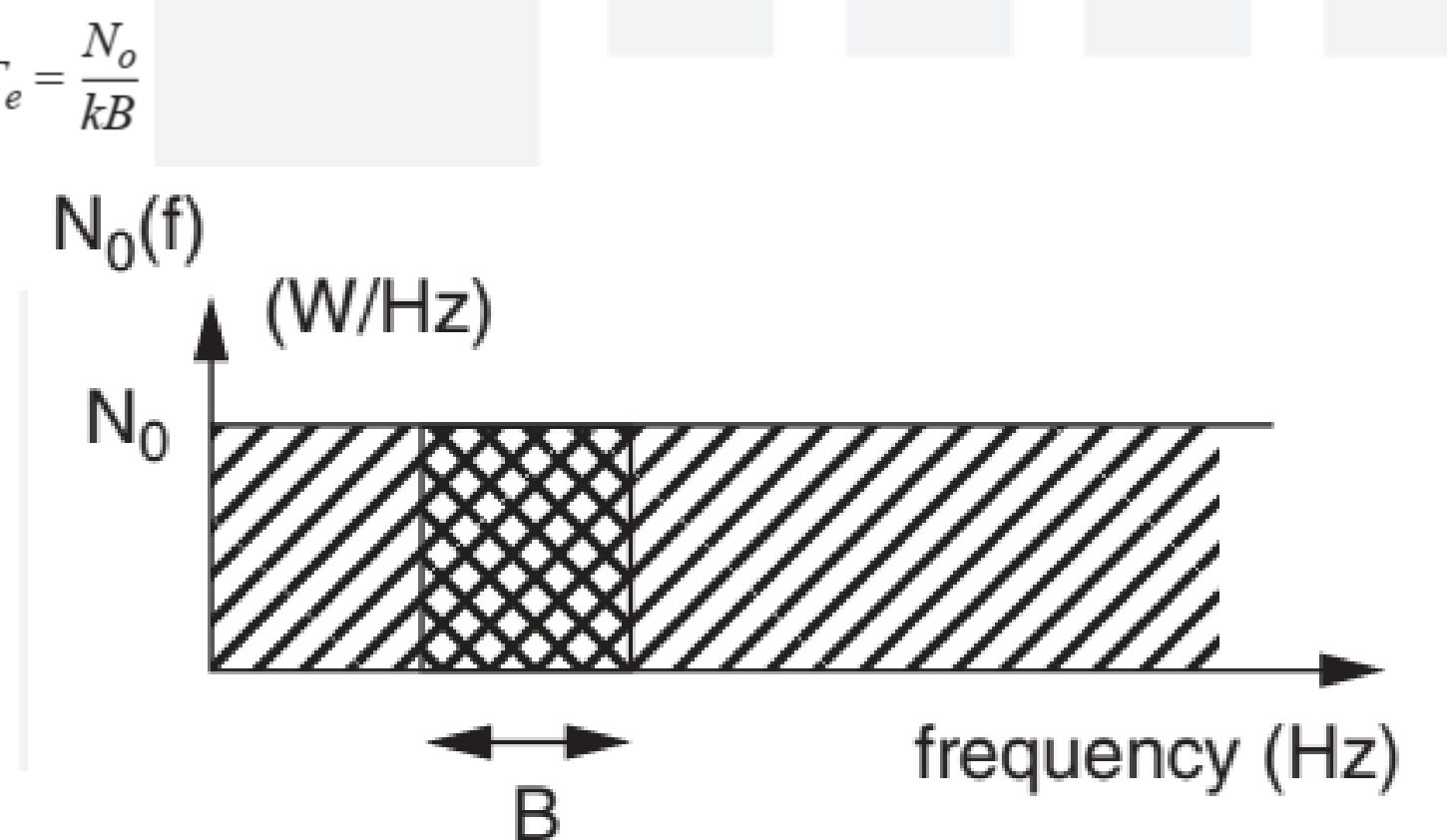
$$N = P_n = \left(\frac{V_n}{2R} \right)^2 R = \frac{V_n^2}{4R} = kTB.$$

- le seguenti immagini rappresentano in forma diversa la situazione appena descritta:



Occorre differenziare tra:

- il **rumore** $N = kTB = N_o B$, una potenza misurata per esempio in dBm;
- la **densità spettrale di rumore** $N_o = N / B = kT$, misurata per esempio in dBm/Hz:
 - indica il livello di rumore puntuale in un banda infinitesima di frequenza dHz.



Si noti che la potenza del rumore è

- indipendente dalle resistenze, quindi l'espressione vale per tutti i dispositivi;
- direttamente proporzionale alla larghezza di banda, che nella pratica è determinata dalla banda passante del sistema;
- indipendente dalla frequenza: una sorgente di rumore di questo tipo ha una densità spettrale di potenza costante con la frequenza ed è un esempio di sorgente di rumore bianco;
 - le sorgenti di rumore bianco indipendenti possono essere trattate come variabili casuali distribuite in modo gaussiano, quindi le potenze di rumore (varianze) delle sorgenti di rumore indipendenti sono additive.

Inoltre, si possono osservare le seguenti tendenze:

- se $B \rightarrow 0$, allora $N \rightarrow 0$: significa che i sistemi con larghezza di banda minore raccolgono meno (potenza di) rumore;
- se $T \rightarrow 0$, allora $N \rightarrow 0$: significa che i dispositivi e i componenti più freddi generano meno (potenza di) rumore;
- se $B \rightarrow \infty$, $N \rightarrow \infty$: la cosiddetta catastrofe ultravioletta non si verifica nella realtà in quanto $f(\omega) \rightarrow \infty$.

NOISE TEMPERATURE

Si noti che laSe una sorgente arbitraria di rumore (termico o non termico) è "bianca", cosicché la potenza del rumore non sia una forte funzione della frequenza entro la larghezza di banda di interesse, tale rumore può essere caratterizzato con una **temperatura di rumore equivalente o effettiva** $T_e = N / kB$.

In un ricevitore radio (RF), la temperatura di rumore di sistema è data dalla somma della temperatura di rumore equivalente del dispositivo e delle linea di trasmissione più la temperatura di rumore d'antenna (che riguarda le sorgenti di rumore esterne viste dall'area dell'antenna): $T_s = T_e + T_a$

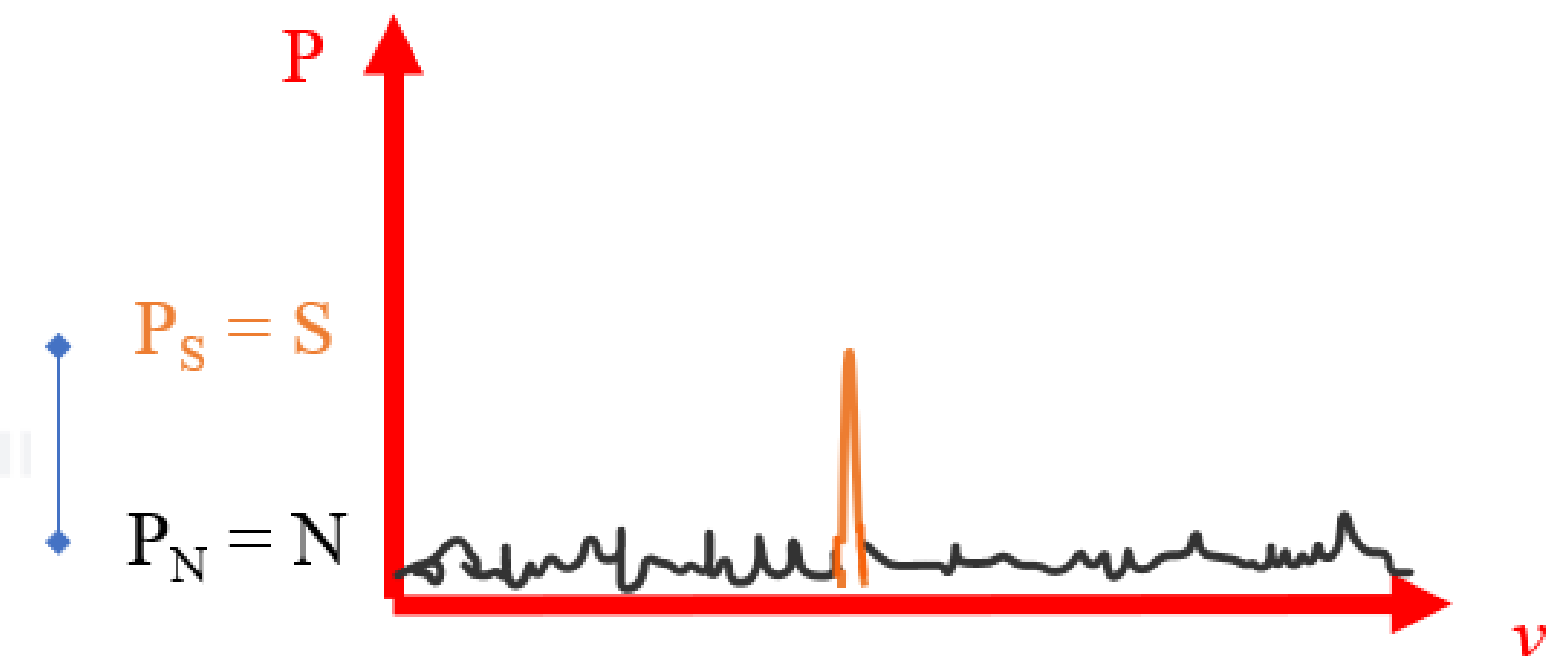
La temperatura di rumore effettiva è legata poi al fattore/figura di rumore, che fornisce una visione equivalente.

NOISE FACTOR/FIGURE

Il **noise factor** è una misura del degrado del **rapporto segnale/rumore** tra **l'ingresso** e **l'uscita** del componente:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{\text{SNR}_i}{\text{SNR}_o}$$

in cui i indica i valori di ingresso e o indica i valori d'uscita;
trattandosi di rapporti tra potenze, sono quantità adimensionali.

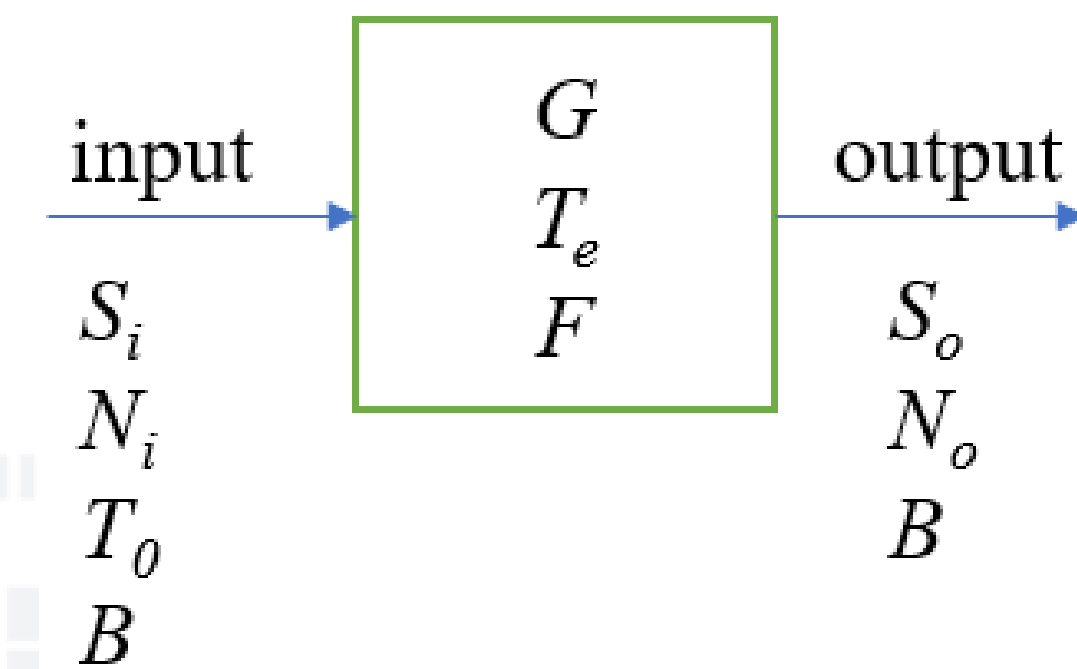


La **figura di rumore** è definita come il noise factor in **decibel (dB)**:

$$NF = 10 \log_{10}(F)$$

Dunque **noise factor/figure** specificano l'aumento della potenza di rumore rispetto all'ingresso di un componente, in riferimento a una temperatura in input:

- per convenzione la temperatura di riferimento è $T_0 = 290$ K,
- B è la **larghezza di banda** del segnale,
- G il **guadagno** del componente tale che $S_o = G S_i$,
- k costante di Boltzmann,



allora, i **livelli di potenza del rumore** in ingresso e in uscita sono

$$N_i = k T_0 B \quad \text{e} \quad N_o = G (k T_0 B + k T_e B) = k G B (T_0 + T_e)$$

da cui, per la definizione vista sopra, $F = \frac{S_i}{k T_0 B} \frac{k G B (T_0 + T_e)}{G S_i} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$

ovvero $T_e = (F - 1) T_0$

Note.

- Se il componente fosse **privo di rumore**, allora $T_e = 0$ K, quindi $F = 1$ e $NF = 0$ dB.
- Quando un componente offre una perdita di potenza $L = -|G|$ (sempre in dB) anziché un guadagno G , ovvero funziona da **attenuatore** anziché da amplificatore, la sua temperatura di rumore efficace è

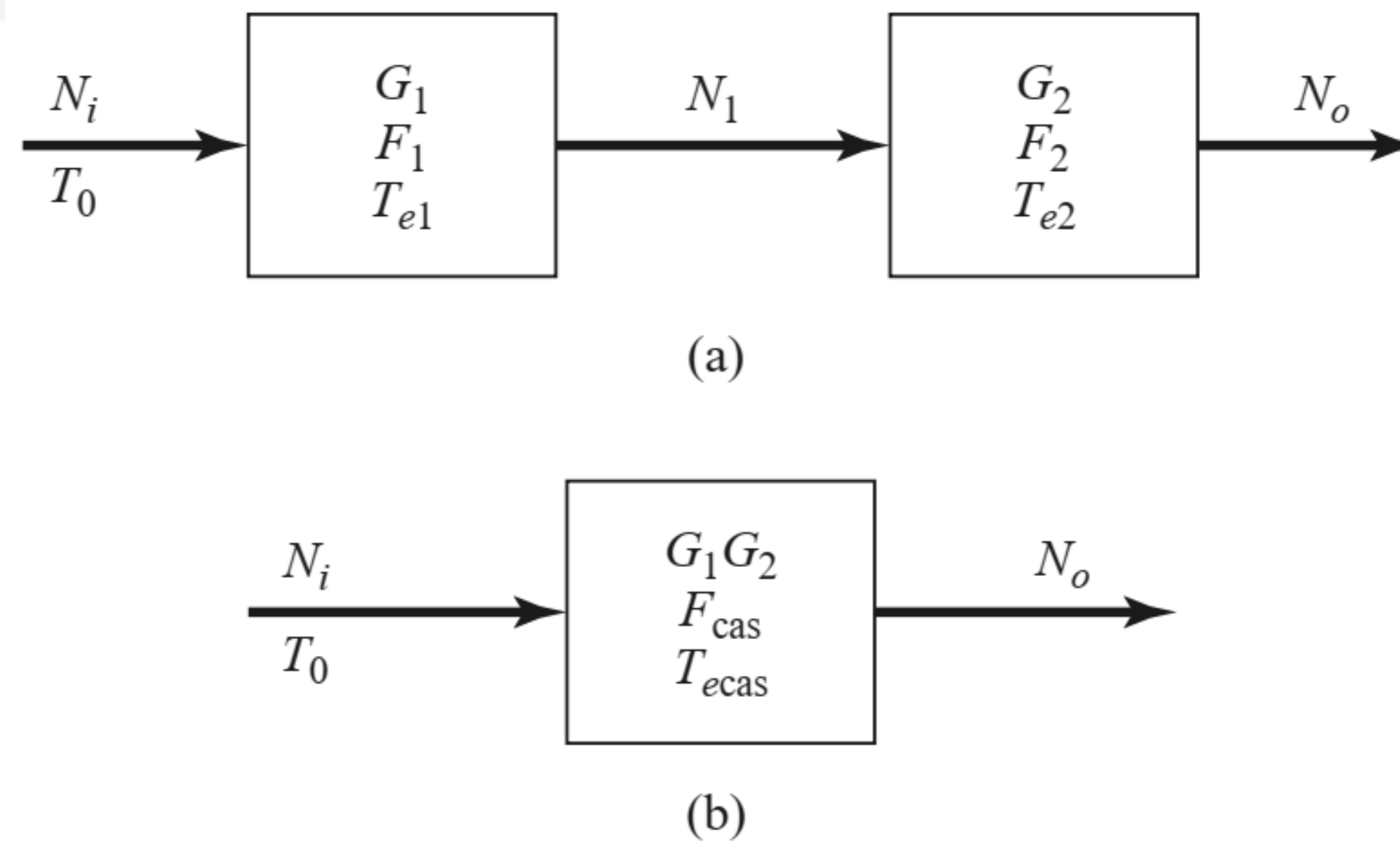
e dunque si ha che $F = 1 + (L - 1) \frac{T}{T_0}$

$$T_e = \frac{1 - G}{G} T = (L - 1) T.$$

FIGURA DI RUMORE DI UNA SISTEMA

In un tipico sistema ricevitore, il segnale viaggia attraverso una **catena** o **cascata** di differenti componenti, **ciascuno** di quali **degrada il rapporto segnale-rumore**. Se conosciamo la figura di rumore o la temperatura di rumore di ogni stadi o della catena, possiamo determinare la figura di rumore o temperatura di rumore dell'intera catena come se fosse un componente solo. Ciò è importante per capire se il nostro ricevitore sarà in grado di discriminare il segnale dal rumore.

Consideriamo una catena composta da due componenti: ciascuna dotata di guadagno G_1 e G_2 , figura di rumore F_1 e F_2 , temperatura di rumore equivalente T_{e1} e T_{e2} . I valori congiunti della catena sono:



... ma allora si possono unificare i vari contributi in parametri che descrivono tutto il sistema:

- il **guadagno del sistema** è dato da $G_{sis} = G_1 G_2$
- il **rumore**
 - dopo il primo stadio è $N_1 = G_1 k T_0 B + G_1 k T_{e1} B$,
 - dopo il secondo stadio è $N_2 = G_2 N_1 + G_2 k T_{e2} B = G_1 G_2 k B T_0 + T_{e1} + (T_{e2} / G_1)$
 - ...
- da cui, la **temperatura di rumore efficace** del sistema risulta $T_{e, sis} = T_{e1} + T_{e2} / G_1$
- e analogamente, noto che $T_e = (F - 1)T_0$, per il **noise factor/figure** : $F_{sis} = F_1 + (F_2 - 1) / G_1$

Il risultato fondamentale è che **il primo stadio della catena è il più importante**: le **caratteristiche di rumore dell'intero sistema** sono dominate dalle caratteristiche del primo stadio, dal momento che gli effetti del secondo stadio sono ridotti dal guadagno del primo stadio (assumendo $G_1 > 1$).

Questo risultato è fondamentale perché in fase di design sarà esiziale **scegliere il primo stadio dotato soprattutto della figura di rumore più bassa possibile**. Se per esempio, si intende amplificare il segnale con due amplificatori LNA, allora andrà posto per primo quello con la figura di rumore più bassa e un guadagno almeno moderato: così si riduce il rumore lasciando invariato il guadagno totale.

Questo è un risultato generale che si estende a infiniti componenti:

$$T_{\text{cas}} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots,$$

$$F_{\text{cas}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

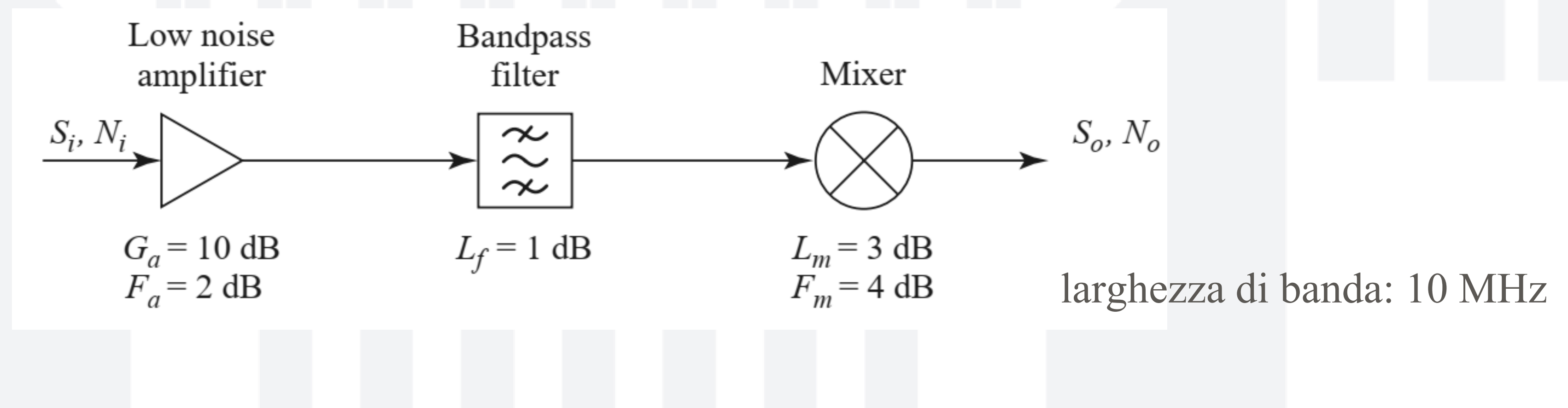
$$T_e = T_{e1} + T_{e2}/G_1 + T_{e3}/G_1 G_2 + \dots + T_{iN}/G_1 G_2, \dots, G_{N-1} (\text{K})$$

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots + (F_N - 1)/G_1 G_2, \dots, G_{N-1}$$

ESEMPIO 1

In base allo schema a blocchi di front-end di un ricevitore mostrato in figura, calcolare

1. la figura di rumore complessiva del ricevitore;
2. il livello del rumore in ingresso del ricevitore;
3. considerando che il rumore totale d'uscita dal ricevitore (inclusivo dell'antenna) è $N_o = 2.08 \times 10^{-13} \text{ W} = -96.8 \text{ dBm}$ calcolare il segnale minimo S_i che si richiede in input al ricevitore per avere un rapporto segnale/rumore (SNR) minimo di 20 dB all'uscita del ricevitore.



Soluzioni.

1. Per prima cosa esplicitiamo i valori lineari e in decibel:
- $$G_a = 10 \text{ dB} = 10 \quad G_f = -1.0 \text{ dB} = 0.79 \quad G_m = -3.0 \text{ dB} = 0.5$$
- $$F_a = 2 \text{ dB} = 1.58 \quad F_f = 1 \text{ dB} = 1.26 \quad F_m = 4 \text{ dB} = 2.51$$

la figura di rumore complessiva del sistema (qui denotata è con F : spesso non si distingue tra noise factor F e noise figure NF, intendendo anche con F il valore in dB):

$$F = F_a + \frac{F_f - 1}{G_a} + \frac{F_m - 1}{G_a G_f} = 1.58 + \frac{(1.26 - 1)}{10} + \frac{(2.51 - 1)}{(10)(0.79)} = 1.80 = 2.55 \text{ dB.}$$

2. Calcoliamo il livello di rumore attraverso la temperatura di rumore equivalente:

$$T_e = (F - 1)T_0 = (1.80 - 1)(290) = 232 \text{ K}$$

il rumore in ingresso al ricevitore: $N_i = kT_e B = (1.38 \times 10^{-23}) (232) (10 \times 10^6) = 3.2 \times 10^{-14} \text{ W} = -104.95 \text{ dBm.}$

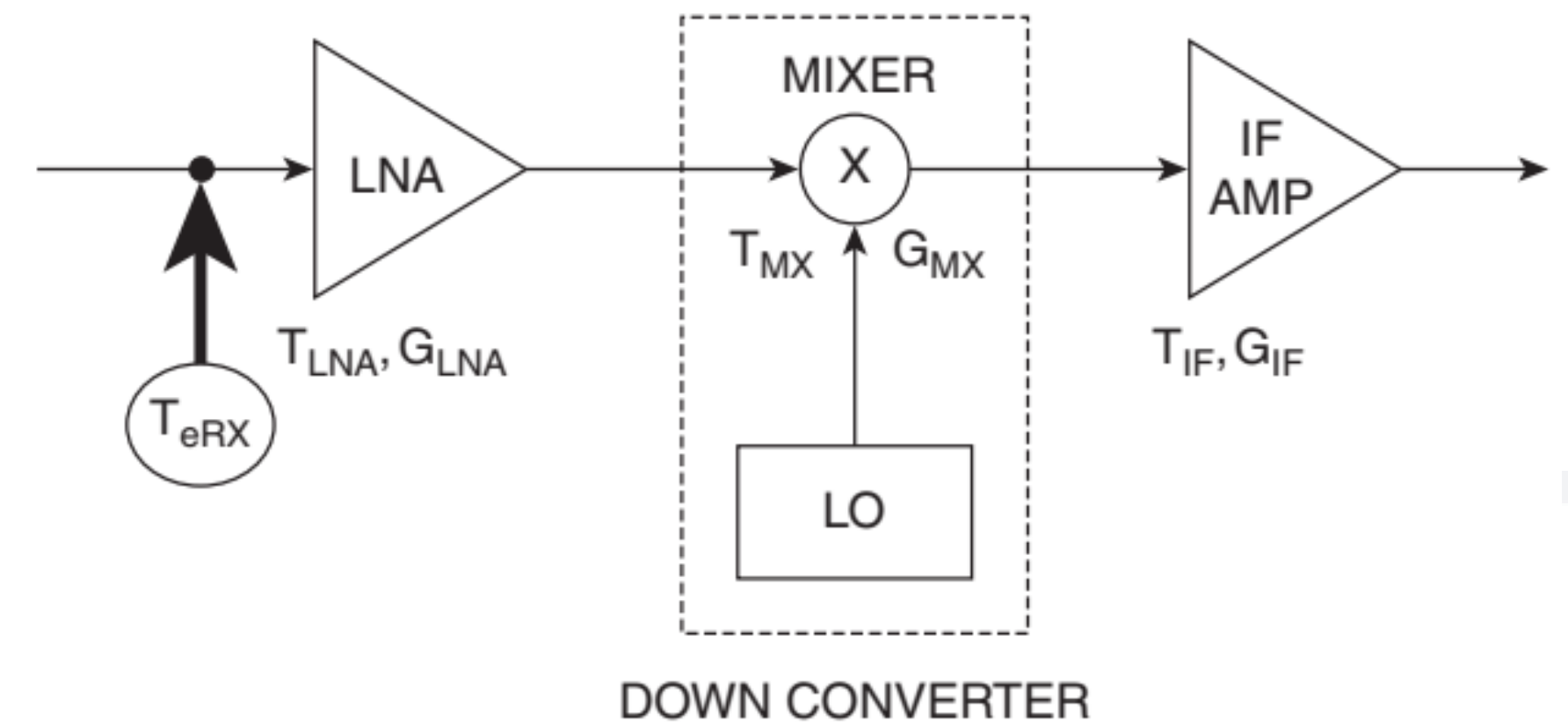
3. Considerando che $\text{SNR} = 20 \text{ dB} = 100$,

$$S_i = \frac{S_o}{G} = \frac{S_o N_o}{N_o G} = 100 \frac{2.08 \times 10^{-13}}{3.95} = 5.27 \times 10^{-12} \text{ W} = -82.8 \text{ dBm.}$$

ESEMPIO 2

Un ricevitore eterodina come quello in figura, in cui

- low noise amplifier (LNA): $T_{\text{LNA}} = 150 \text{ K}$, $G_{\text{LNA}} = 50 \text{ dB}$;
- mixer: $T_{\text{MX}} = 850 \text{ K}$, $G_{\text{MX}} = -10 \text{ dB}$ ($L_{\text{MX}} = 10 \text{ dB}$) ;
- IF amplifier: $T_{\text{IF}} = 400 \text{ K}$, $G_{\text{IF}} = 30 \text{ dB}$;



presenta una temperatura effettiva di rumore

$$\begin{aligned}
 T_{\text{eRX}} &= T_{\text{LAN}} + T_{\text{MX}}/G_{\text{LNA}} + T_{\text{IF}}/G_{\text{LNA}} G_{\text{MX}} \\
 &= 150 + 850/10^5 + 400/10^5 10^{-1} \\
 &= 150\text{K}
 \end{aligned}$$

- da cui si nota il beneficio dell'alto guadagno del LNA (primo stadio), che limita la temperatura di rumore del ricevitore a quella del LNA stesso.

Modulazioni



COMUNICAZIONI REALI

Per ora abbiamo osservato un segnale composto solo da un tono sinusoidale all'interno di una definita banda di frequenza. La situazione reale è però diversa. Un segnale a un solo tono non convoglia informazione: affinché invece ciò avvenga occorre intervenire con la modulazione del segnale.

Con **modulazione** si intende il processo che trasla l'informazione proveniente dalla sorgente in un segnale passa-banda destinato alla trasmissione sul canale.

La modulazione e la corrispondente inversa **demodulazione** sono posti logicamente rispettivamente prima del trasmettitore e dopo il ricevitore.



La modulazione può avvenire in modo **analogico** o **digitale**.

Il processo della modulazione prevede l'unione due segnali in ingresso per ottenerne uno finale in uscita:

- il segnale elettrico o elettromagnetico detto **modulante** $m(t)$, che **contiene l'informazione**;
- un segnale elettrico o elettromagnetico detto (onda) **portante** o **carrier** $c(t)$, generata con ampiezza A_c e con una frequenza f_c più alta della modulante (frequenza portante \gg frequenza modulante):
 - la frequenza generata è detta **frequenza portante**, in quanto è questa frequenza a essere in grado di portare con sé l'informazione a grande distanza;
 - la portante **non possiede alcuna informazione**, in quanto è costituita da un segnale avente **frequenza fissa e costante**, ed **ampiezza costante**;
 - quindi occorre fare in modo che il **segnale che contiene l'informazione si unisca alla portante**, in modo da poter viaggiare insieme nello spazio.

La modulazione avviene attraverso perturbazioni di ampiezza e/o argomento impresse dalla modulante sulla portante.

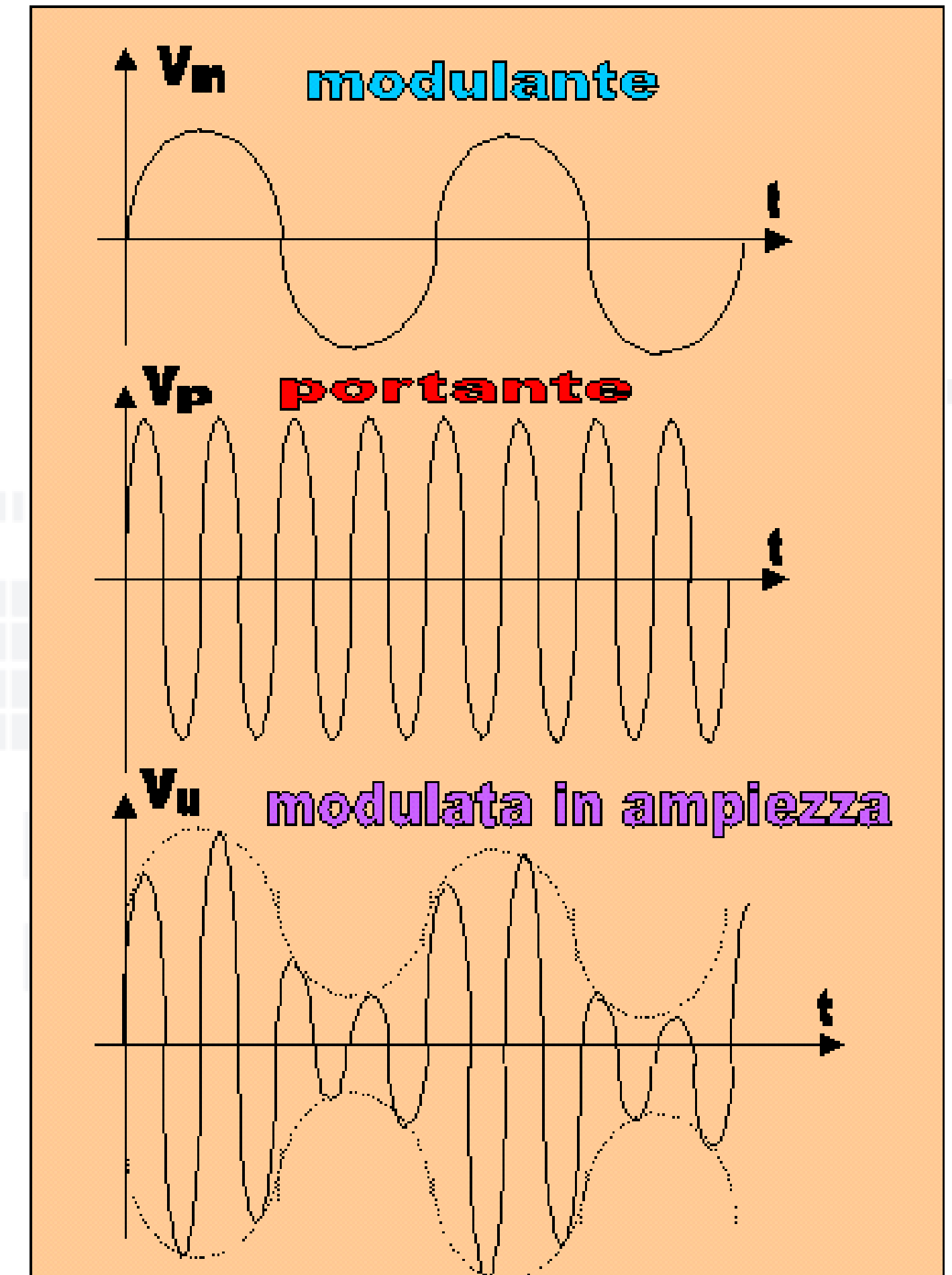
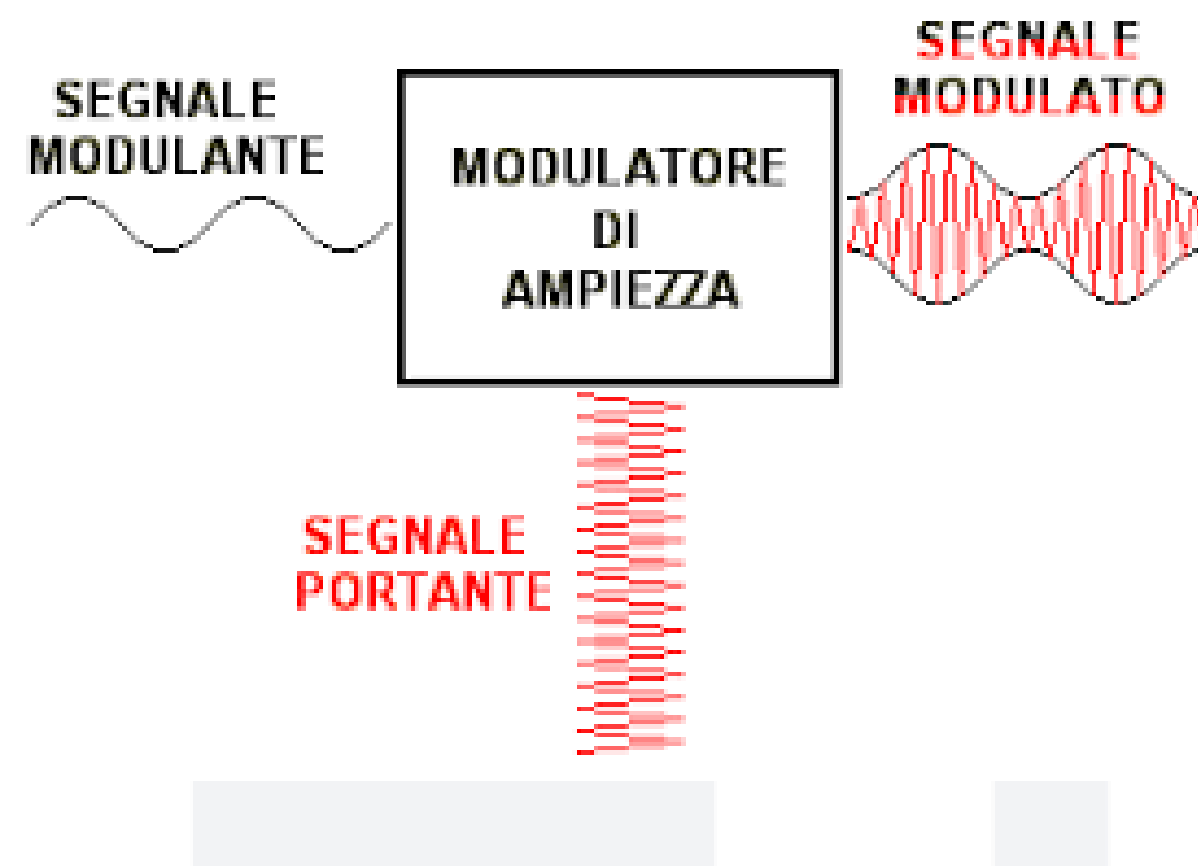
Il risultato della modulazione è il segnale passa-banda $s(t)$ detto **segnale modulato**, che si trova a una frequenza portante (carrier) f_c .

MODULAZIONI ANALOGICHE

Le tecniche di modulazione analogica su un carrier $c(t) = A_c \cos [\omega_c t + \theta(t)]$ possono essere:

- **Amplitude Modulation (AM)**

$$s(t) = A_c [1+m(t)] \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

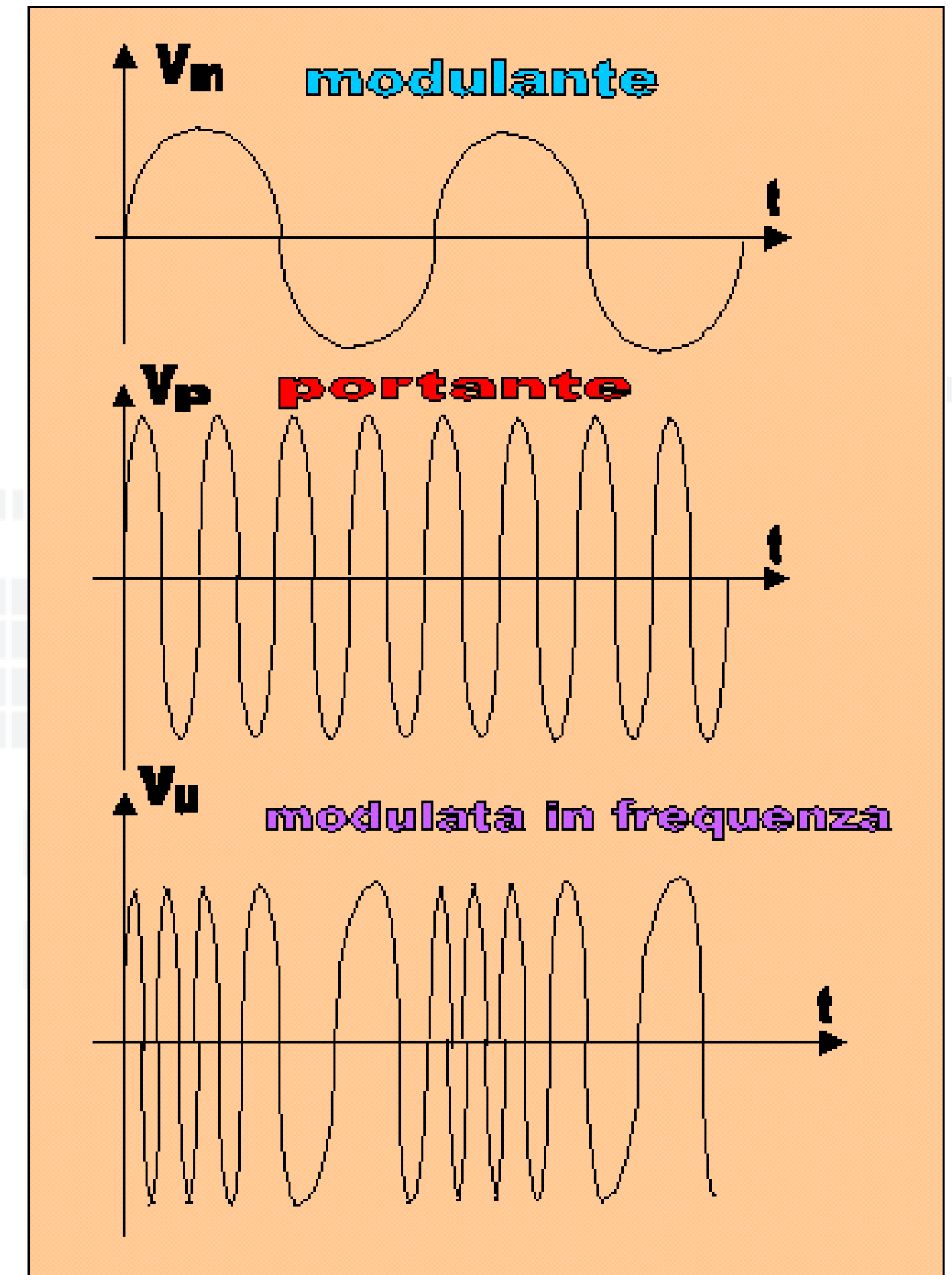
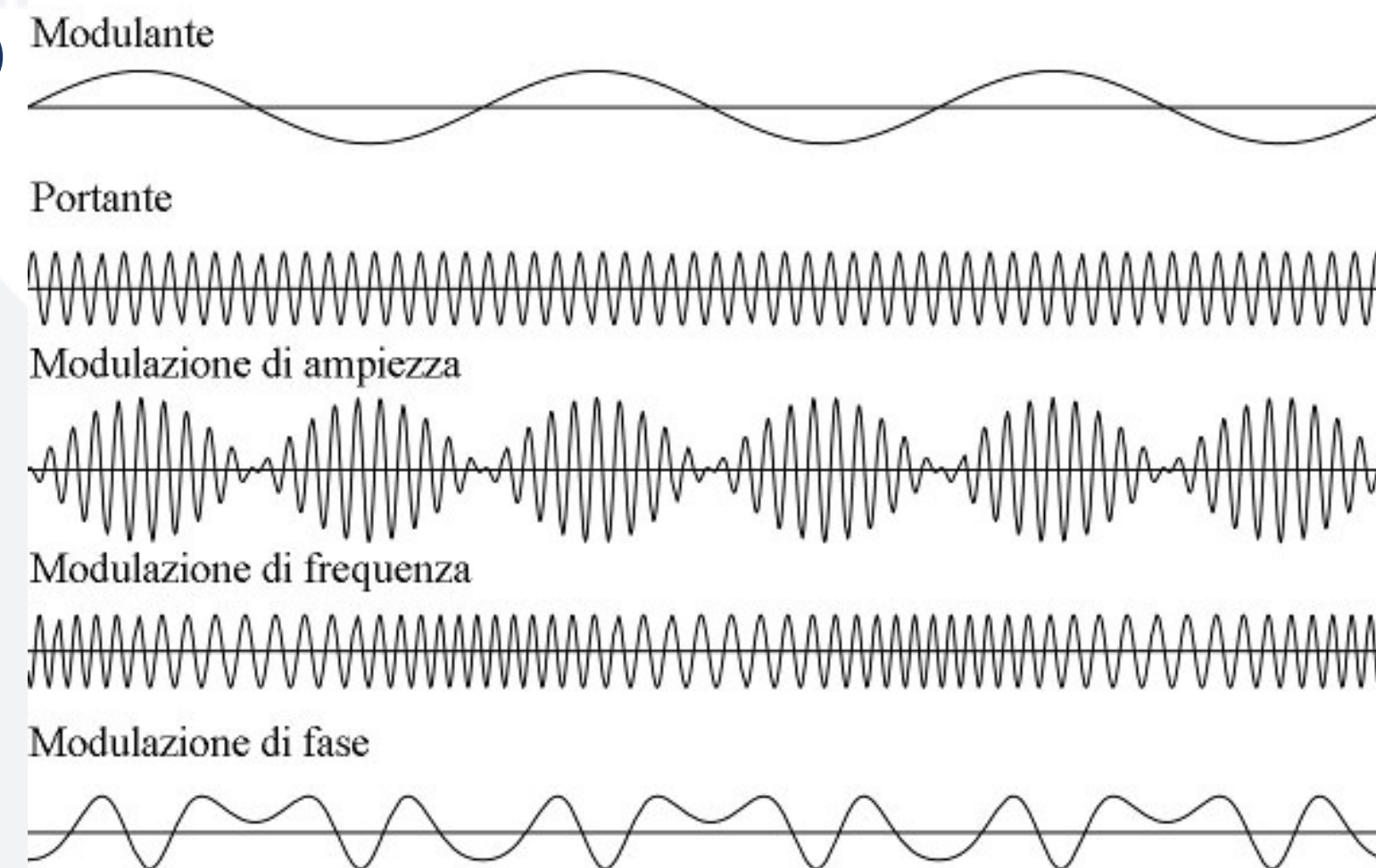


- modulazioni angolari:

$$s(t) = A_c \cos [\omega_c t + m(t) + \theta(t)]$$

- **Frequency Modulation (FM)** →

- **Phase Modulation (PM)**



MODULAZIONI DIGITALI

Un **segnale digitale** è costituito da una serie di valori discreti detti bit (di valore 0 o 1) che codificano l'informazione.

Per trasmettere un segnale, il **flusso seriale di bit** può essere convogliato in **simboli digitali**, contenuti più bit.

- Possiamo immaginare di raggruppare ogni **m bits in un simbolo**: se ciascun simbolo digitale è composto da m cifre binarie, ovvero m è il numero di bit per simbolo, allora esistono **$M = 2^m$ possibili simboli o stati di modulazione distinti**.

Esempi:

- se il simbolo è composto da 1 bit, allora esistono 2 (0, 1) possibili simboli;
- se il simbolo è composto da 2 bit, allora esistono 4 (00, 01, 10, 11) possibili simboli;
- se il simbolo è composto da 3 bit, allora esistono 8 (000, 001, 010, ..., 111) possibili simboli;

...

Esistono modulazioni digitali differenti, in grado di trasportare quantità di bit per simbolo diverse.

Analogamente al caso analogico, le modulazioni digitali sono:

- amplitude-shift keying (ASK, OOK);
- phase-shift keying (BPSK, QPSK, MPSK);
- frequency-shift keying (AFSK, MFSK, FSK);
- quadrature amplitude modulation (QAM).

Modulazioni digitali di ampiezza

Amplitude-Shift Keying (ASK) si compone di una modulante digitale che modula l'ampiezza di una portante a più alta frequenza.

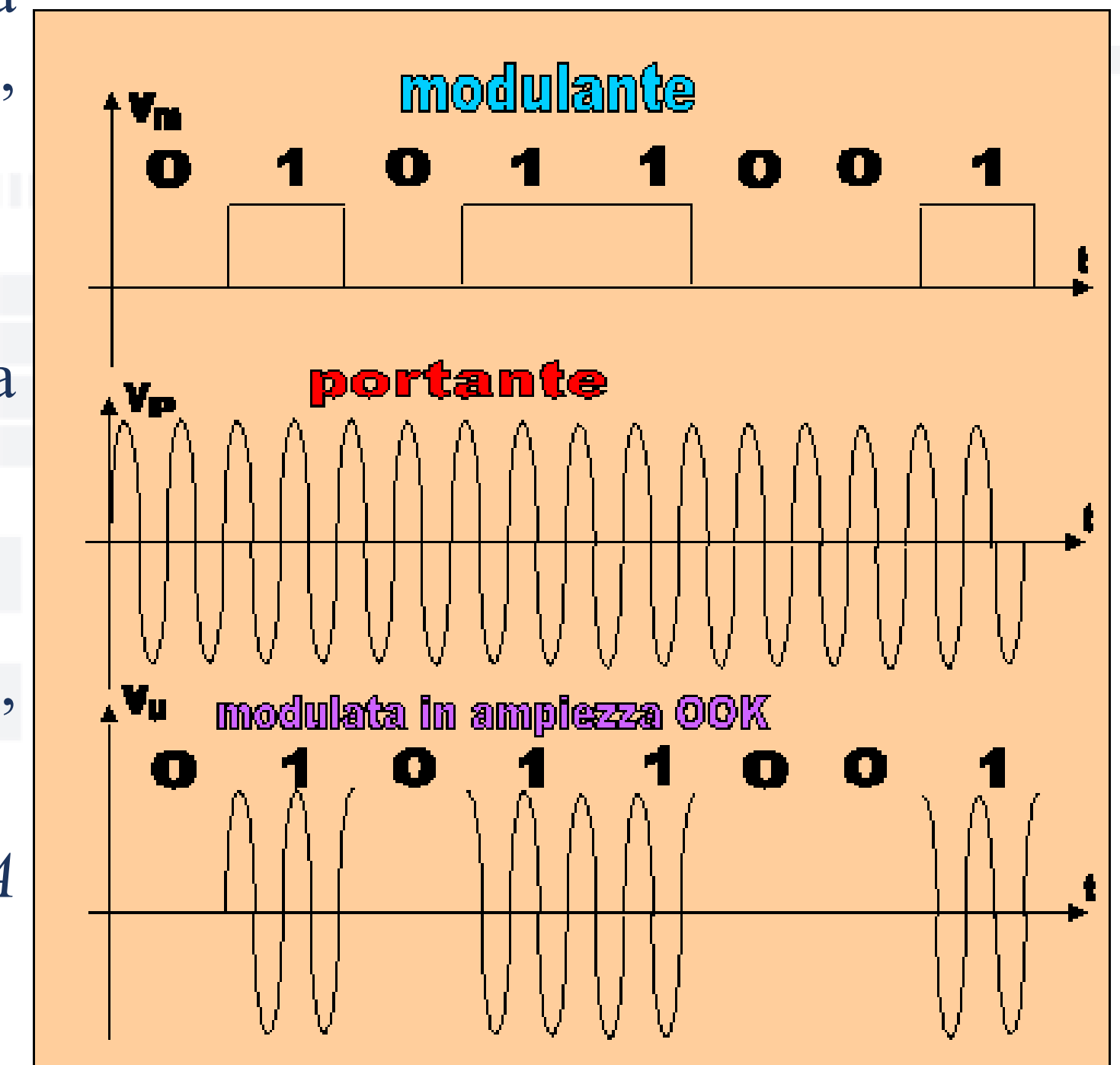
$$s(t) = A_c [1+m(t)] \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

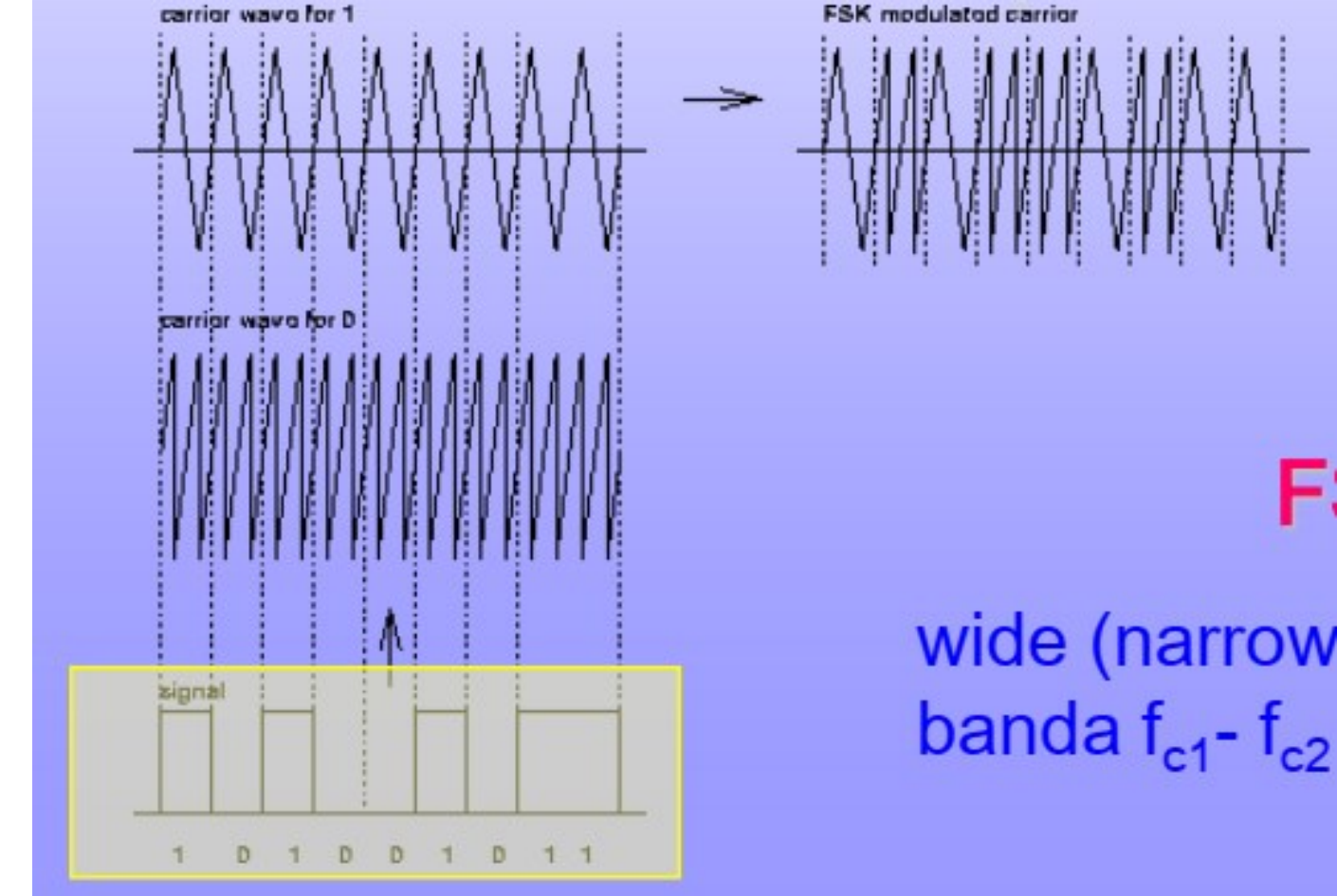
La variante On-Off Keying (**OOK** o ASK binaria) consiste nel commutare una portante sinusoidale dallo stato acceso "on" a quello spento "off" (e viceversa), mediante un segnale binario:

- quando la modulante è 0 la portante non viene trasmessa;
- quando la modulante è 1 la portante viene trasmessa con una ampiezza costante.

Qualora occorra trasportare più bit per simbolo (modulazione ASK **multilivello**), allora occorre dividere i livelli di ampiezza in accordo con il numero di simboli:

- se ci sono M simboli, allora l'ampiezza massima della portante picco-picco $2A$ va divisa uniformemente tra i simboli, per cui $\Delta = \frac{2A}{M-1}$





Modulazioni digitali di frequenza

Frequency-Shift Keying (FSK) è la **modulazione digitale di frequenza** che consiste in:

- la modulante è un segnale binario;
- la portante è un segnale ad ampiezza sempre costante e a frequenza elevata che però viene fatta variare tra più valori prefissati di frequenza.

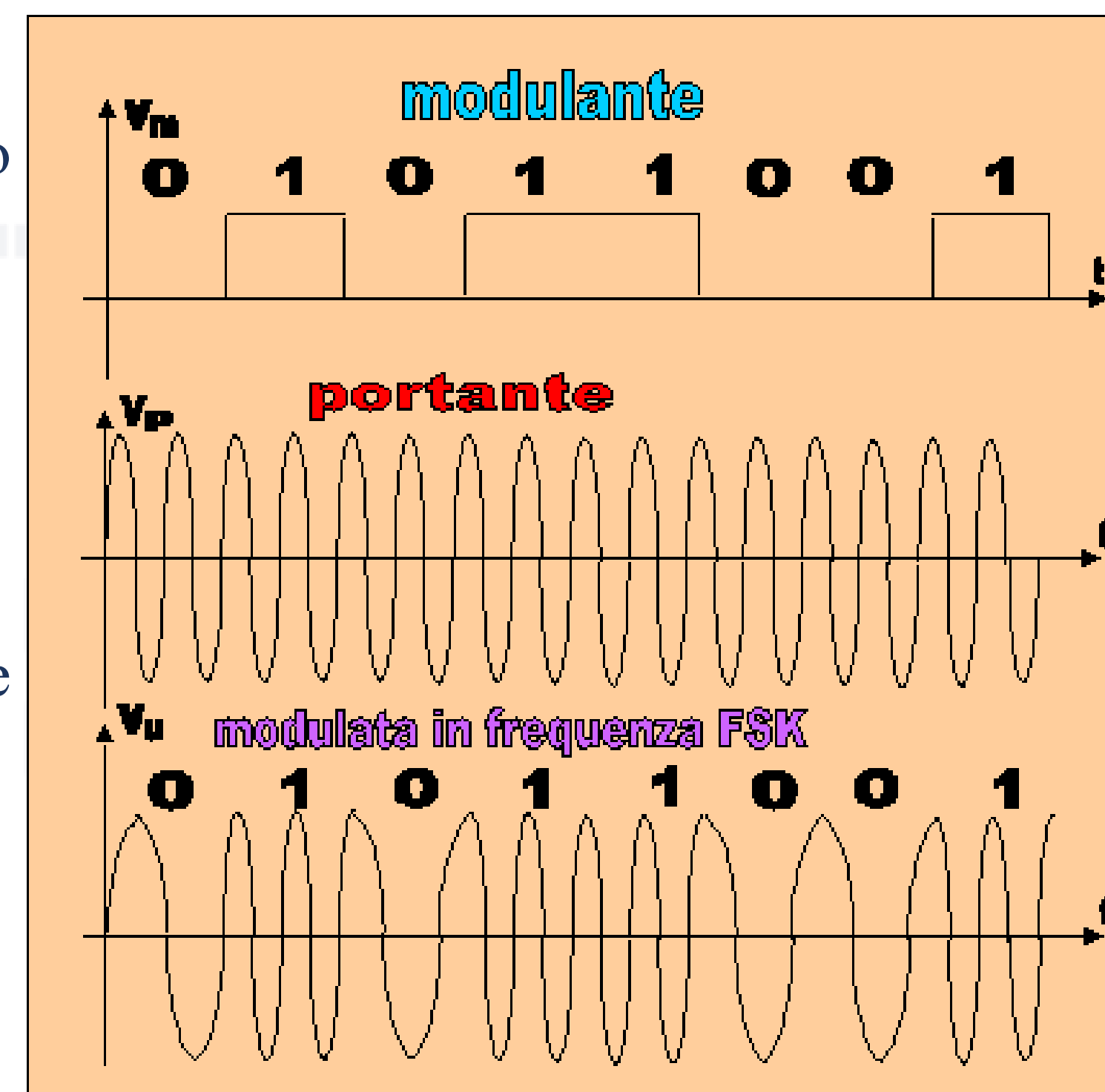
Nel caso binario di FSK (**BFSK**), questi valori sono due, dei quali uno rappresenta lo 0 binario e l'altro l'1 binario:

- quando la modulante è 0 la portante assume un certo valore di frequenza f_1 ;
- quando la modulante è 1 la portante assume un altro valore di frequenza f_2 ;

$$s(t) = A_c [\cos(\omega_{c1} t) + \cos(\omega_{c2} t)]$$

In caso di **multiple frequency-shift keying (MFSK)** si utilizzano più di due frequenze.

$$s(t) = A_c [\cos(\omega_{ci} t)]$$



Modulazioni digitali di fase

Phase Shift Keying (PSK) è una modulazione che consiste nel variare la fase della portante in base al valore binario assunto dalla modulante;

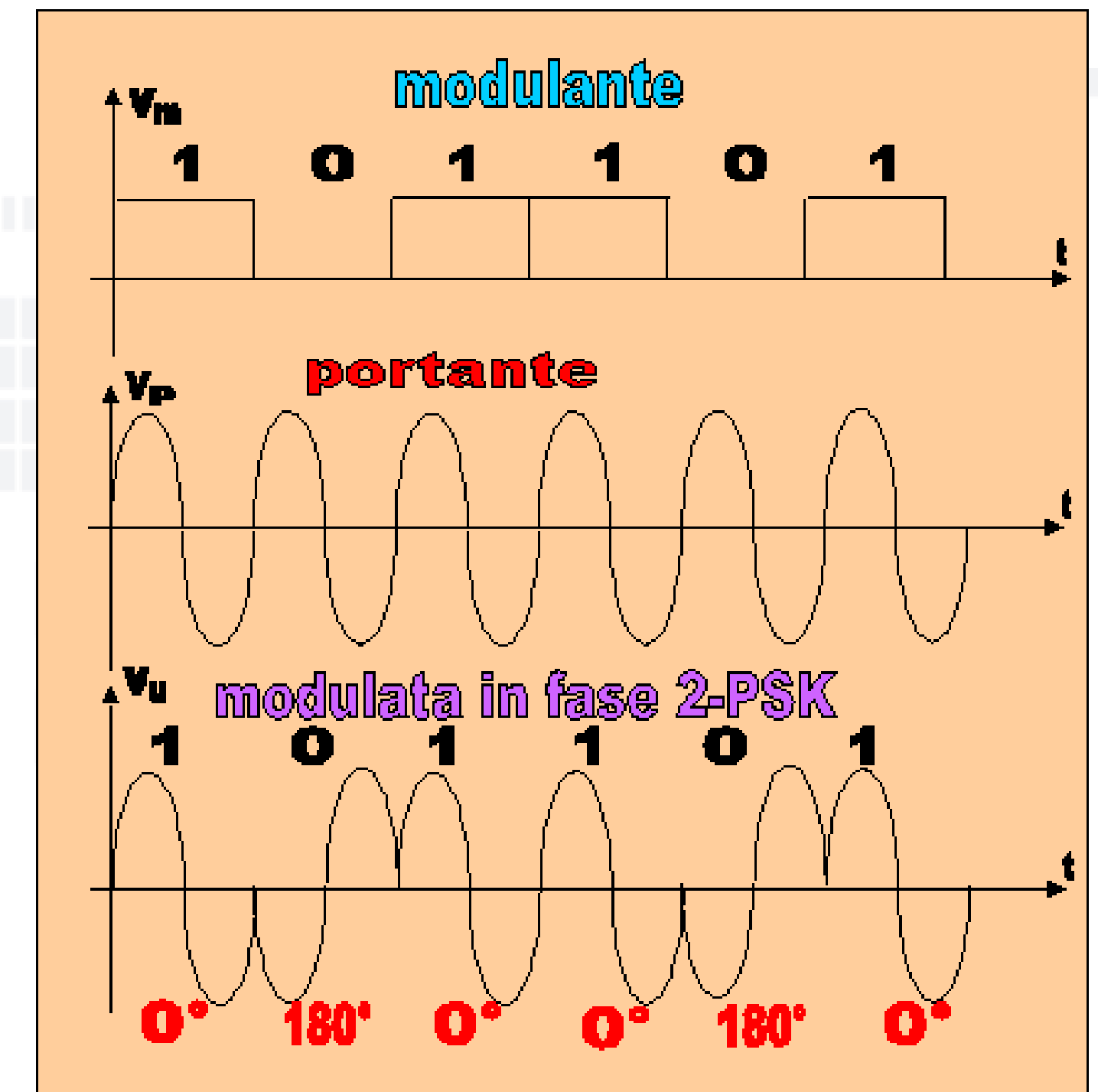
- la frequenza e l'ampiezza della portante restano inalterate, cioè si modifica solo la fase.

$$s(t) = A_c [\cos (\omega_c t + \theta_i)]$$

Nel caso Binary PSK (**BPSK**):

- se la modulante ha valore 1 la portante resta inalterata,
- se la modulante ha valore 0 la portante viene sfasata di 180°:

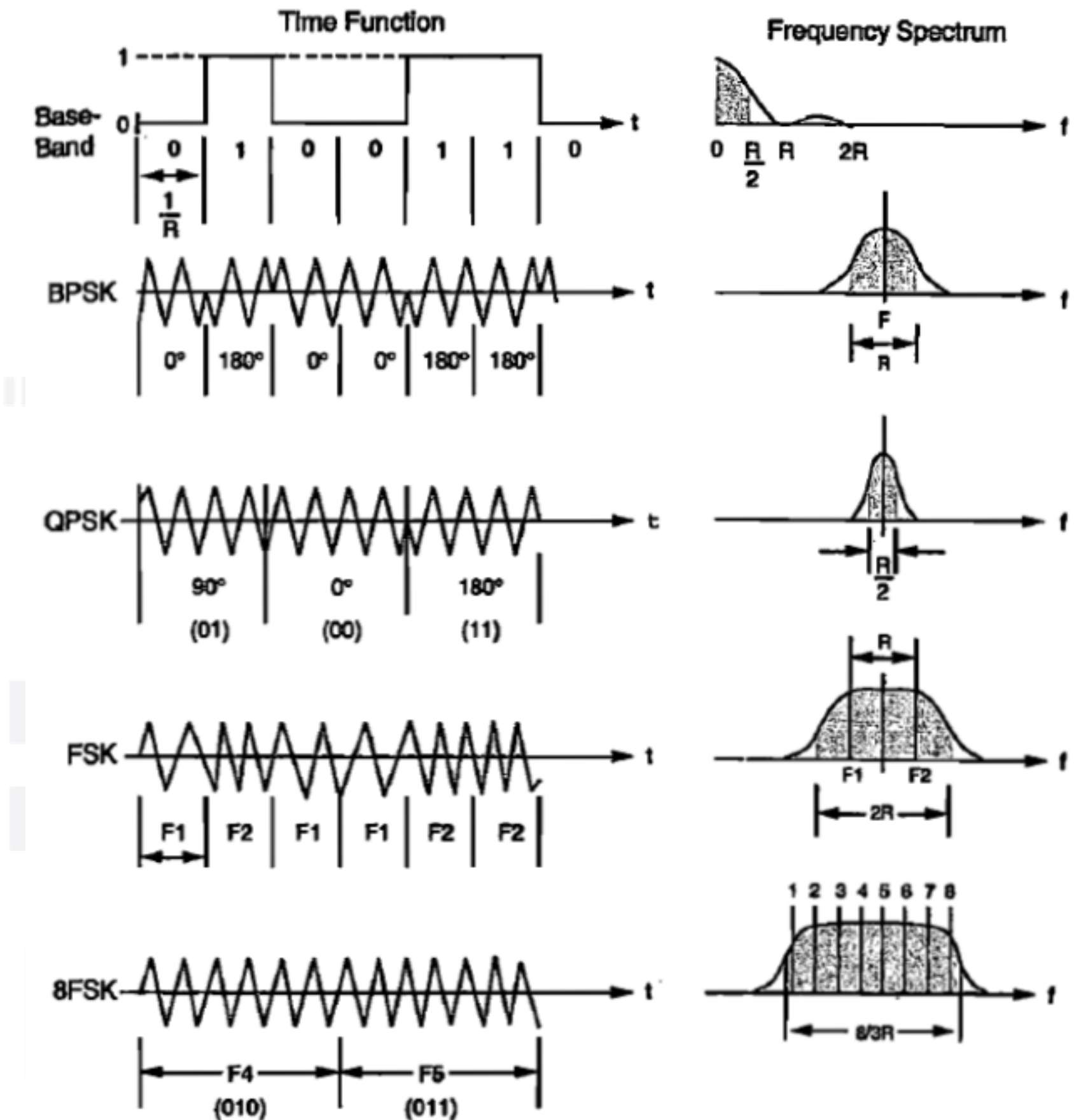
$$s(t) = A_c [\cos (\omega_c t + \theta_1) + \cos (\omega_c t + \theta_2)]$$



Modulazioni digitali di fase

Confronto tra ASK, PSK e FSK:

- la larghezza di banda di ASK e FSK rimane inalterata dal momento che non sono interessate più frequenze;
- FSK siccome si compone di diverse frequenze, FSK necessita di una banda più larga.



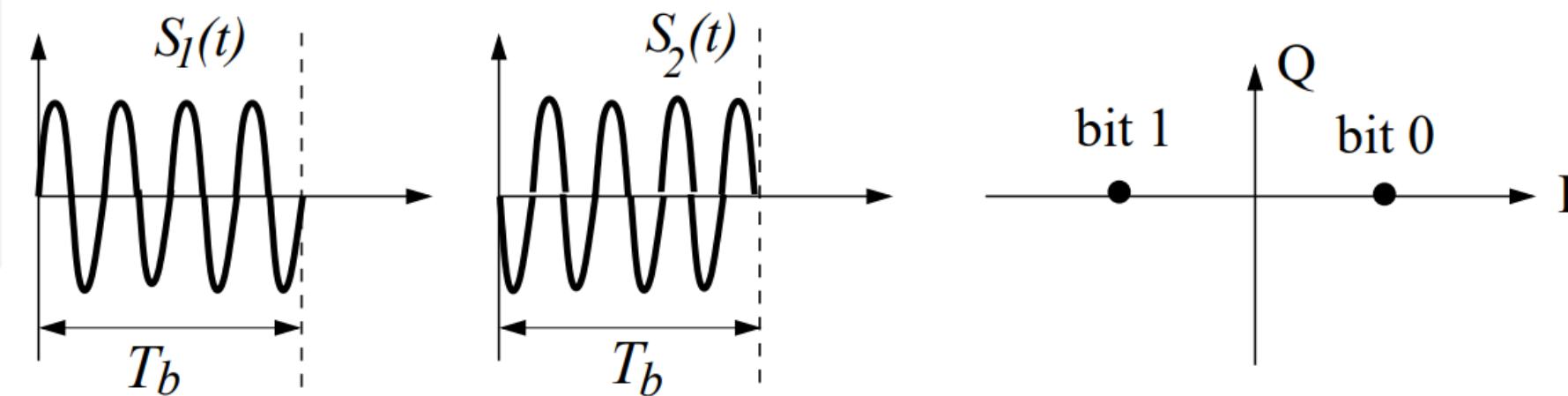
COSTELLAZIONI

Con PSK è una pratica tipica descrivere un simbolo x con un punto in un diagramma di costellazione, in cui ci esprimono le due componenti in-phase x_i e in quadratura x_q :

- vi sono diversi tipi fondamentali di modulazione di fase PSK a seconda del numero di parti in cui viene diviso un angolo giro di 360° :

$$s(t) = A_c \cos [\omega_c t + \theta_i(t)] \text{ con } 1 \leq i \leq M = 2^m$$

- se dividiamo l'angolo giro in due parti uguali, ciascuna di 180° abbiamo la modulazione di fase **BPSK**, con $M = 2$;



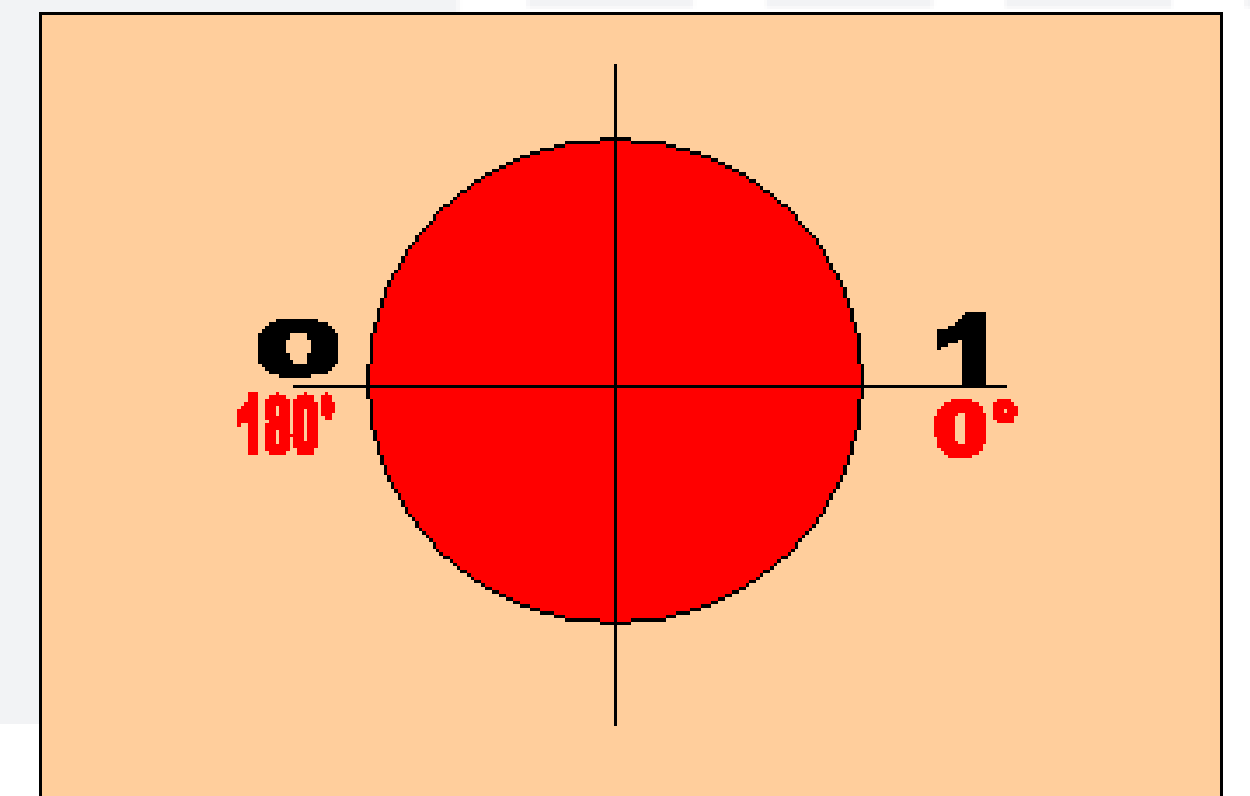
Symbol rate equals to bit rate and symbol period equals bit period

Modulation signal set $s_i(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_i)$, $i = 1, 2$

bit **0** or symbol 1 (**+1**): $\phi_1 = 0$

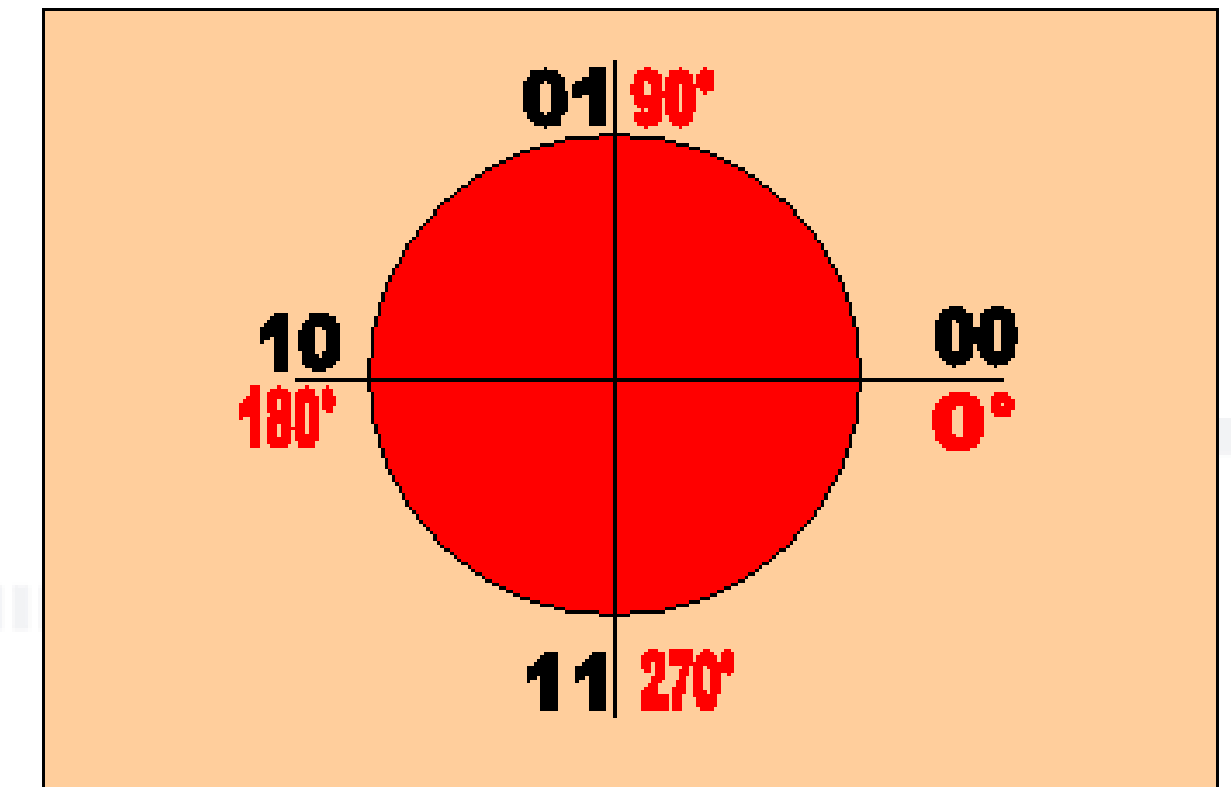
bit **1** or symbol 2 (**-1**): $\phi_2 = \pi$

Phase separation: π

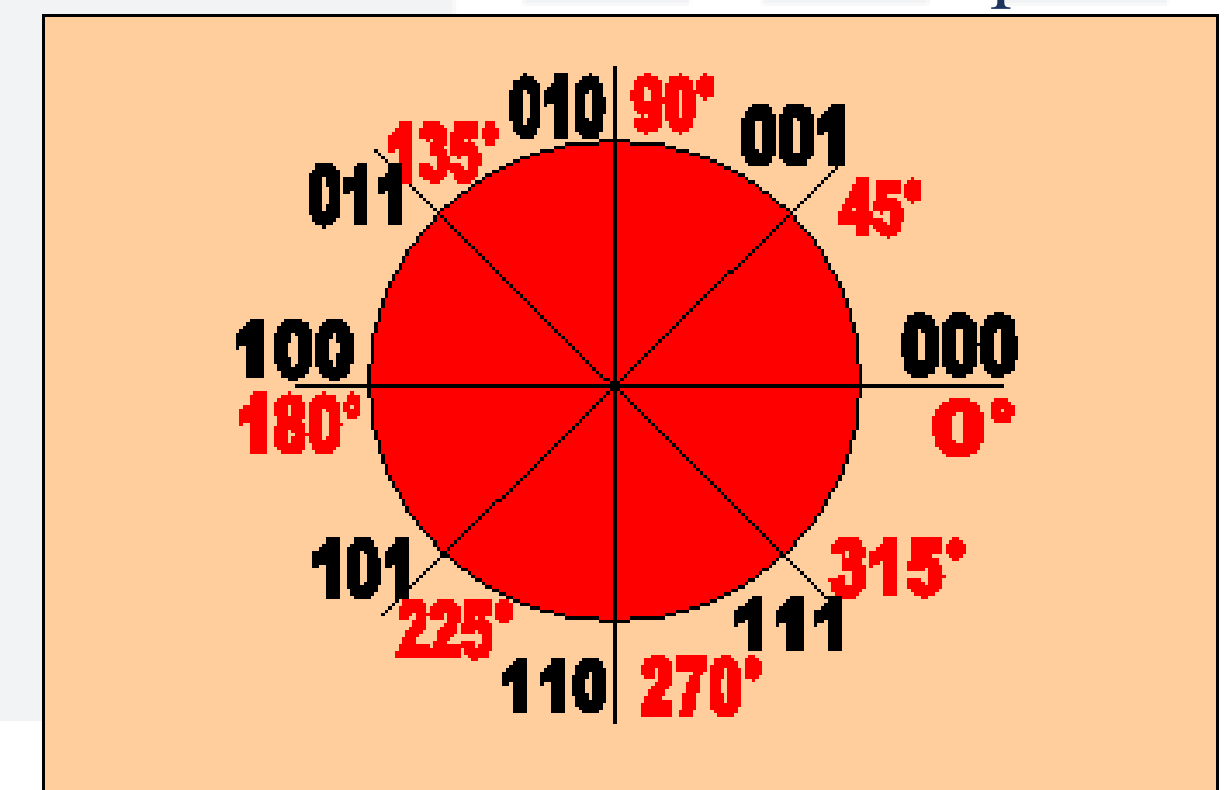


COSTELLAZIONI

- se dividiamo l'angolo giro in quattro parti uguali, ciascuna di 90° , abbiamo la modulazione di fase **QPSK** (quadrature PSK): avremo quindi $M = 4$ livelli di segnale;



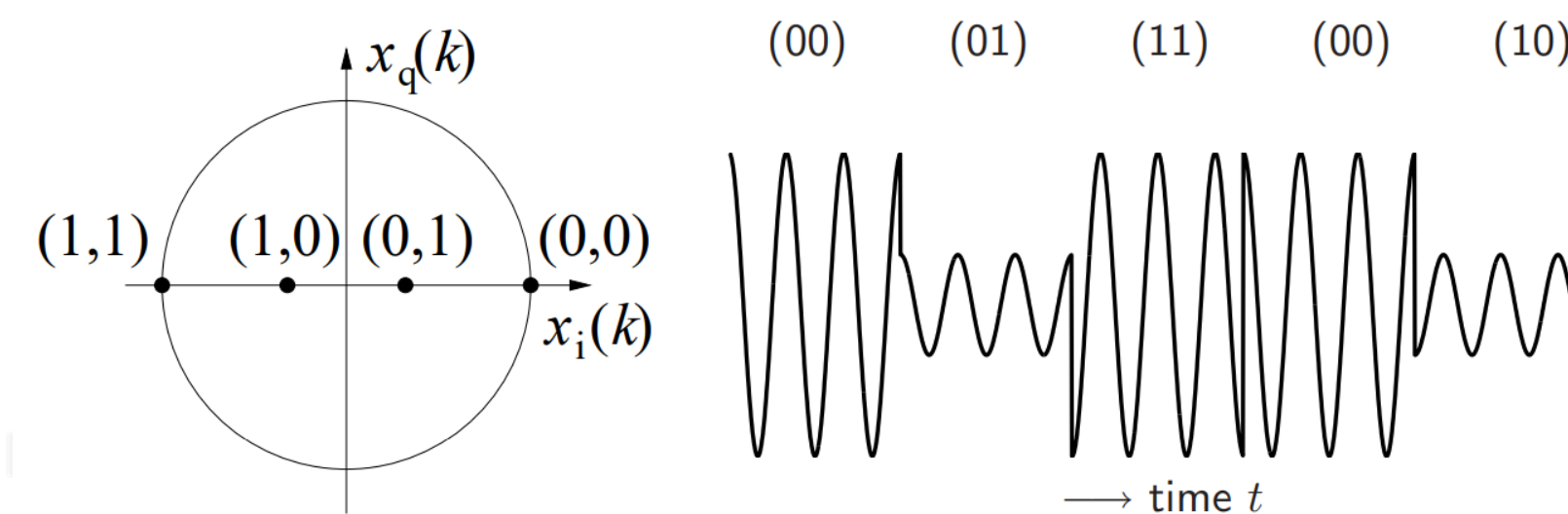
- se dividiamo l'angolo giro in otto parti uguali, ciascuna di 45° , abbiamo la modulazione di fase **8-PSK**: avremo quindi $M = 16$ livelli di segnale.



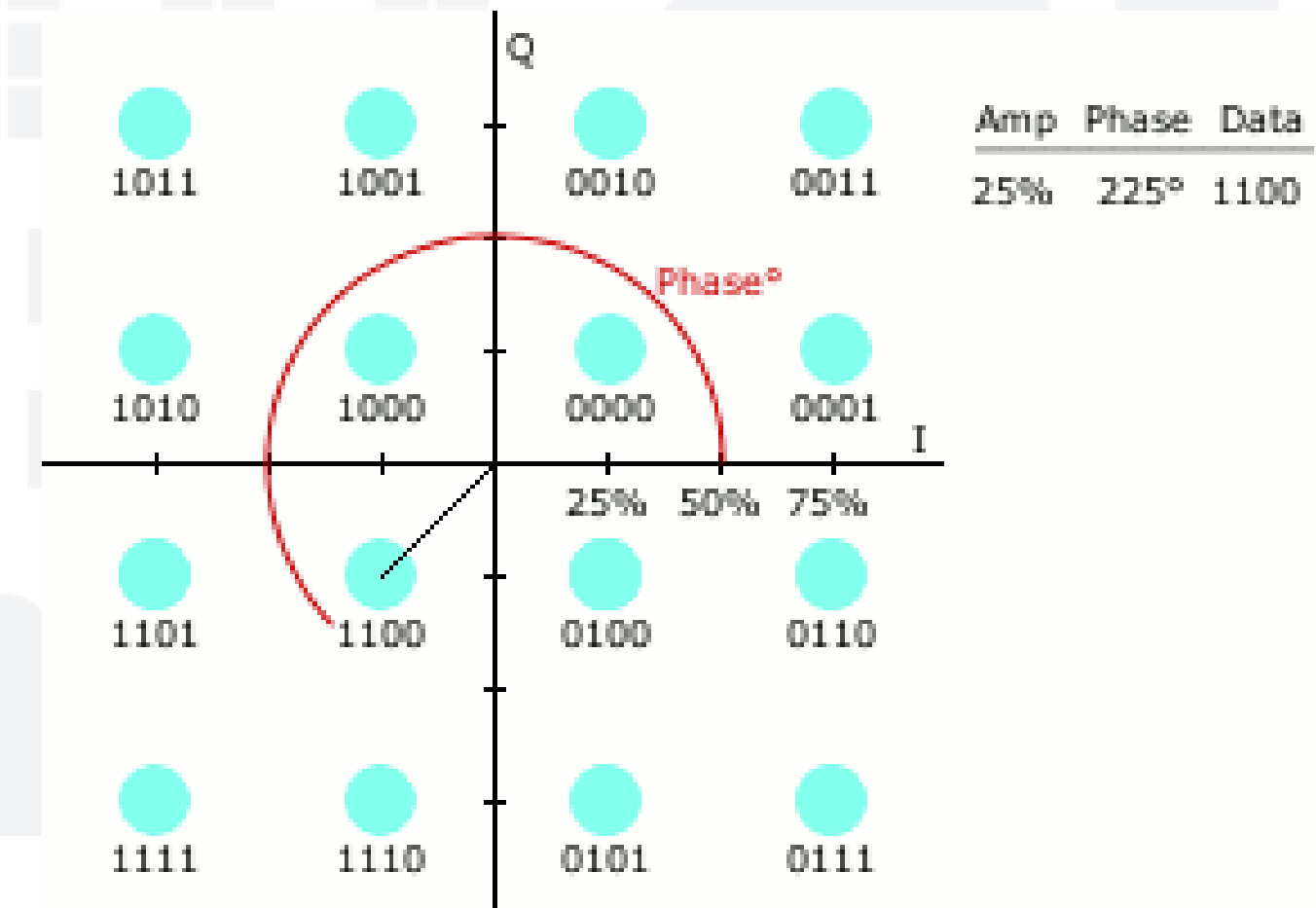
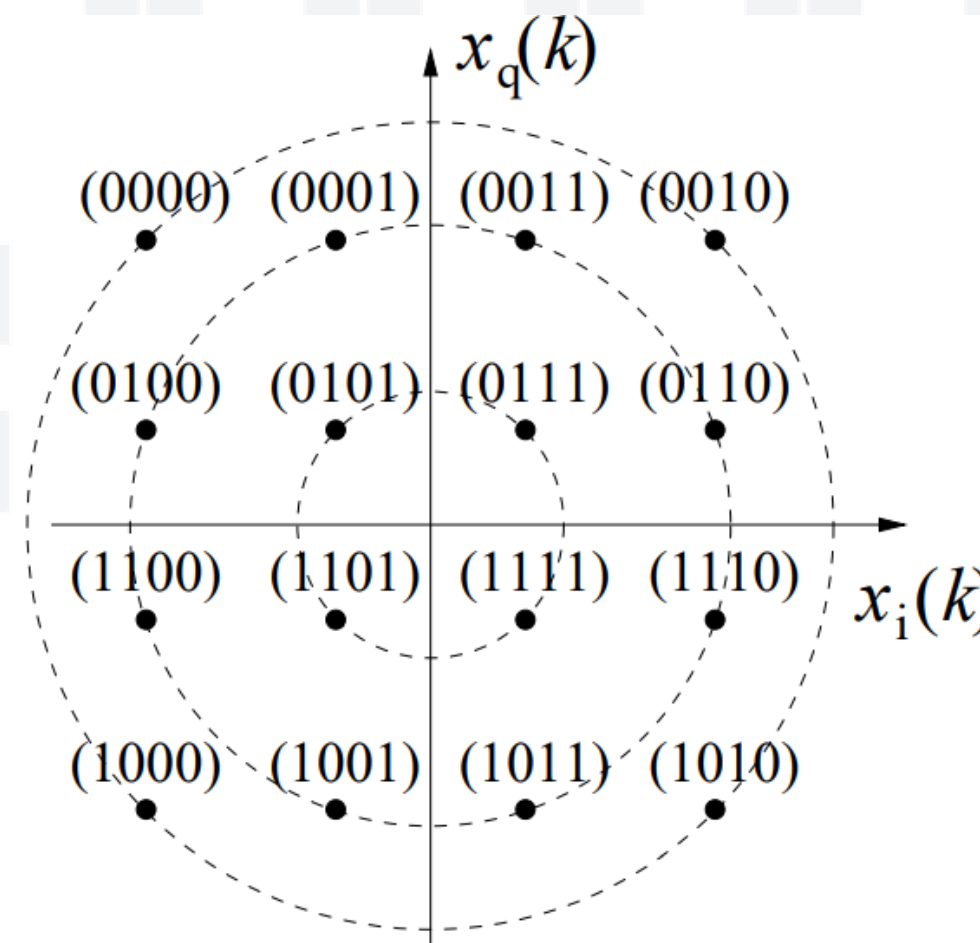
Modulazione di ampiezza in quadratura

Quadrature Amplitude Modulation (QAM) è una modulazione che combina PSK e ASK:

- 2 livelli di ampiezza e uno spostamento di fase di π sono combinati per rappresentare 4 simboli con 2 bit per simbolo:



- 16-QAM con 4 bit per simbolo.



DATA RATE: BIT RATE & SYMBOL RATE

Solitamente il **data rate** si riferisce al tasso di bit trasmessi nell'unità di tempo, piuttosto che al tasso di simboli trasmessi.

- Il (gross) **data bit rate** è $R_b = R_s m$:
 - **si misura in bps;**
 - **dipende**, attraverso il symbol rate, dalla **bandwidth**.
- In un segnale modulato digitalmente, il **symbol rate** R_s , o velocità di modulazione o velocità di baud, è il numero di cambiamenti di simbolo (o di forma d'onda) attraverso il mezzo di trasmissione per unità di tempo;
 - la velocità di simbolo si misura in **baud** (Bd) o "simboli al secondo";
 - ogni simbolo può rappresentare o trasmettere uno o più bit di dati;
 - la velocità di simbolo è correlata alla velocità di bit lorda, espressa in "bit al secondo": il symbol rate trasmesso è $R_s = R_b / m$.

La **velocità di trasmissione** (e quindi la scelta della modulazione) è **collegata alla larghezza di banda**.

- Infatti, la larghezza di banda minima per trasmettere un segnale digitale è derivabile dal teorema del campionamento, per cui la **durata di un simbolo** deve essere almeno $T = 1/(2 f_0)$, in cui T è il symbol-period della comunicazione.
- Dunque, il symbol rate, ovvero la velocità di trasmissione dei simboli, è $R_s = 1/T = 2 f_0$.

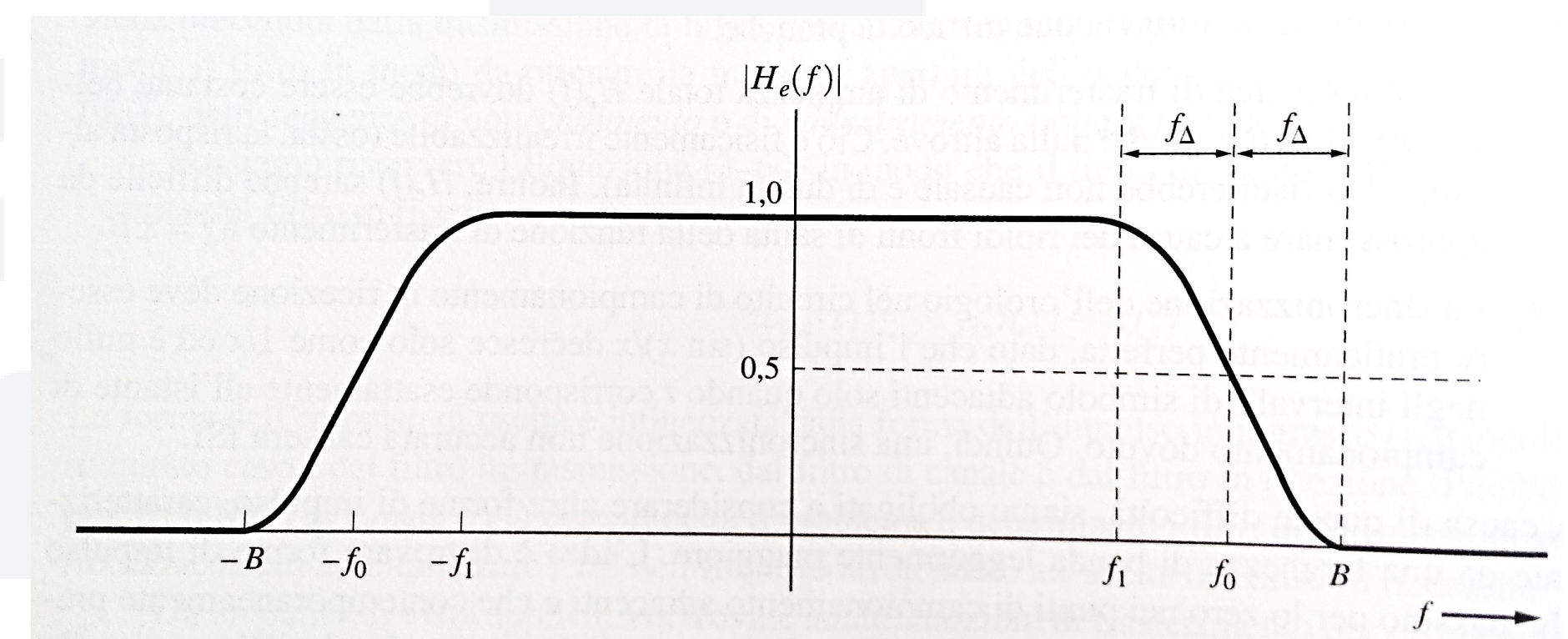
Ma allora, in base a quanto abbiamo visto qualche pagina prima, vale la relazione $R_s = 2 f_0 = 2 B / (1+\alpha)$.

Siccome la banda effettiva di utilizzo pratico è $B^* = 2B$, allora il symbol rate: $R_s = B^* / (1+\alpha)$.

Quindi la capacità di un canale senza rumore

(ovvero il data bit rate in bps) è data da

$$C \equiv R_b = R_s m = B^* / (1+\alpha) \log_2 M$$



ENERGIA PER SIMBOLO ED ENERGIA PER BIT

Considerando ora la potenza del carrier C ($\equiv S$ del rapporto S/N, da non confondere con la capacità di canale) su cui viene trasmessa l'informazione, possiamo calcolare:

- **l'energia per ciascun simbolo** è $E_s = C / R_s$ in [W],
 - ovvero $E_{s,[dB]} = C_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_s)$ in [dBm]
- **l'energia per ciascun bit** è $E_b = C / R_b = E_{s,[dB]} / m$ in [W],
 - ovvero $E_{b,[dB]} = C_{[dB]} - 10 \log_{10}(R_b) = E_{s,[dB]} - 10 \log_{10}(m)$ in [dBm]

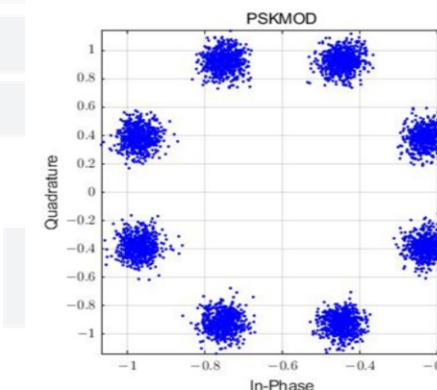
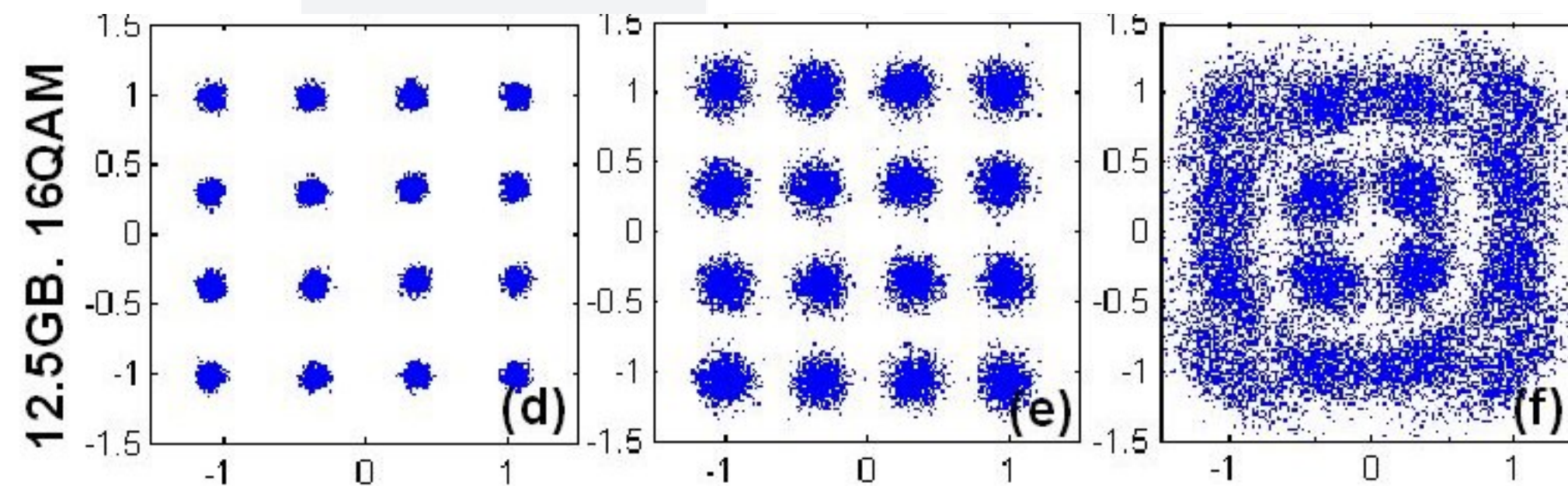
Modulazioni "maggiori" permettono di trasferire un maggior numero di bit contemporaneamente:

- **però occorrono S/N o C/N elevati:**
 - infatti, se si **aumenta il numero M di simboli per costellazione**,
 - allora **aumenta la quantità m di bit** trasportati dal simbolo stesso ($m = \log_2 M$),
 - **aumentando così la velocità di trasmissione (data rate);**
 - **però diminuisce l'energia per simbolo**
 - **e così aumenta anche la probabilità d'errore** nella ricezione dei bit, a parità di rapporto S/N del carrier.

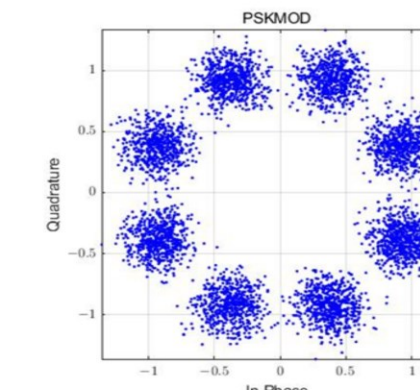
BIT ERROR RATE (BER)

La **probabilità dell'errore sul bit** viene definita bit error rate (BER):

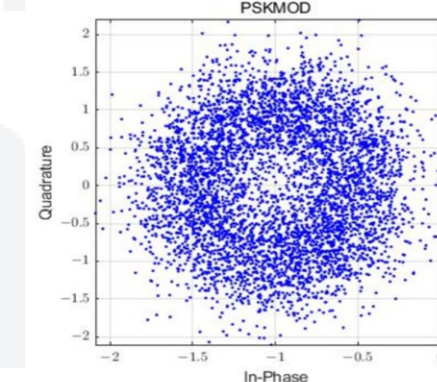
- è la **probabilità che un bit di informazione venga decodificato in modo errato** dal ricevitore;
- **per calcolare il BER** si conta il numero di bit errati e lo si divide per il numero di bit ricevuti;
- minore è il BER, migliore è la comunicazione;
- tipicamente viene richiesto un BER di 10^{-5} : si può scegliere un valore inferiore (10^{-6}), ma, come vedremo, ciò richiede maggiore prestazioni al ricevitore;
- per ridurre/migliorare il BER, pur adottando una stessa modulazione, si usano le **forward error correction (FEC)**, ovvero ridondanze di bit nel segnale



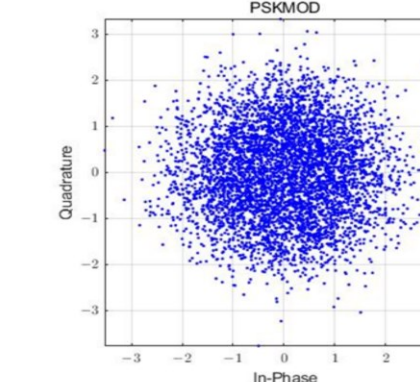
(a) 20 dB 8psk



(b) 15 dB 8psk



(c) 5 dB 8psk



(d) 0 dB 8psk

RIFERIMENTI

- Roy Blake; Basic Electronic Communication; West Publishing Company; 1993 [cap. 1-2, 7, 10-12]
- Leon W. Couch; Fondamenti di telecomunicazioni; 2008 [cap. 1, 3-5]
- David M. Pozar; Microwave Engineering; 2012 [cap. 10, 13]

