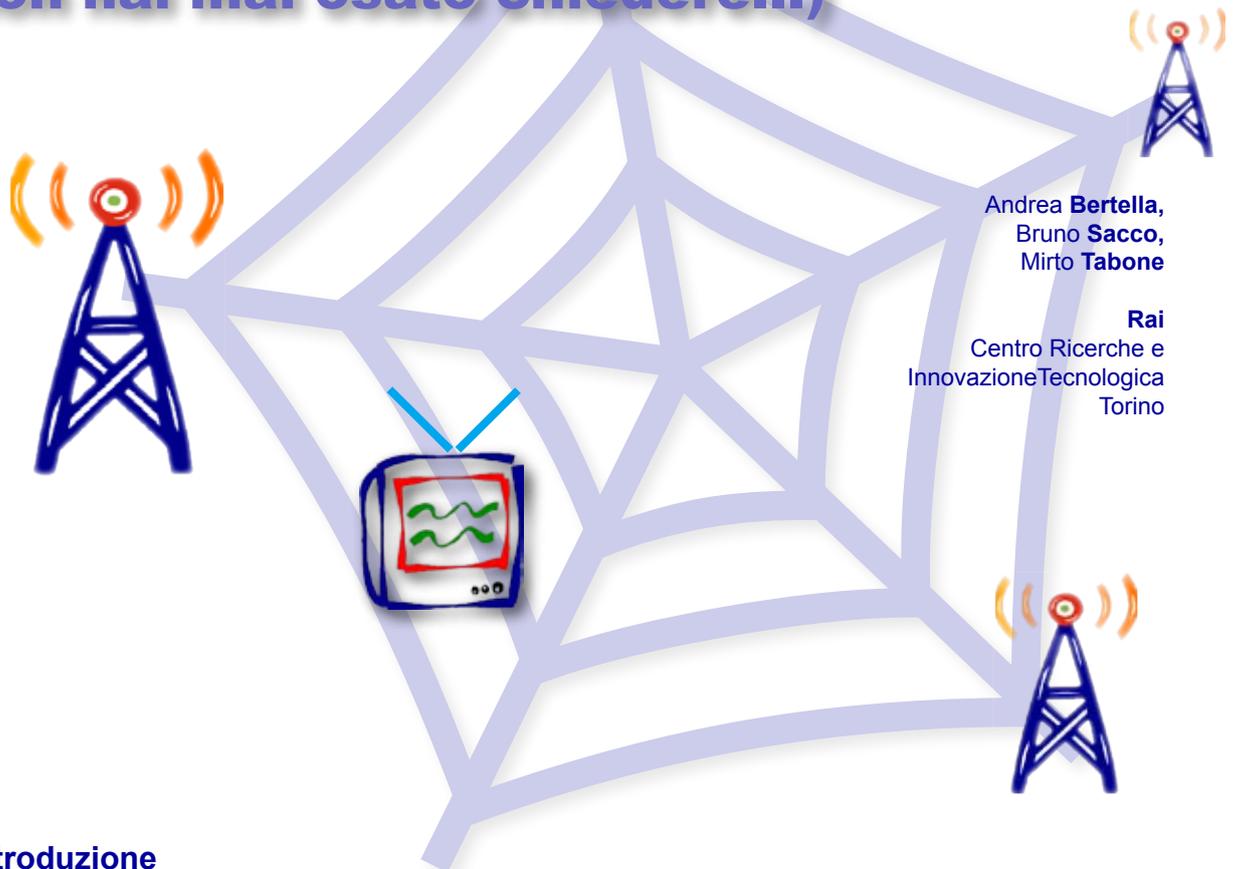


Reti SFN DVB-T: Q&A

(tutto quello che avresti voluto sapere sui trasmettitori SFN e non hai mai osato chiedere...)



Andrea Bertella,
Bruno Sacco,
Mirto Tabone

Rai
Centro Ricerche e
Innovazione Tecnologica
Torino

1. Introduzione

Per coprire efficacemente un vasto territorio non è sufficiente di solito un solo trasmettitore. Ma un ricevitore può “non gradire” l’arrivo contemporaneo dei segnali trasmessi da due (o più) trasmettitori. In generale per un ricevitore il segnale “utile” è il più robusto; gli altri sono interferenti. Una soluzione è pianificare frequenze diverse per trasmettitori limitrofi.

In tecnica digitale, grazie all’OFDM, è possibile, in certa misura, rendere “costruttiva” l’interferenza e permettere l’allestimento di reti di trasmettitori isofrequenziali. Con ovvi vantaggi e qualche svantaggio.

Sommario

Nelle pagine che seguono abbiamo raccolto alcune “domande frequenti” che si pongono nel progettare, mantenere, controllare una rete SFN DVB-T (i medesimi concetti si applicano comunque anche ad altre reti SFN). Abbiamo aggiunto qualche domanda “di base” e abbiamo quindi cercato di dare delle risposte che siano semplici e chiare, ma fondate su solide basi di anni di esperienza “hands-on”, come dicono gli inglesi. Il linguaggio è stato mantenuto volutamente informale, per permettere una lettura facile e.. simpatica.

2. “Che cosa è una rete SFN?”

Il tipo più semplice, e più familiare, di rete diffusiva DVB-T è quello in cui i ciascun trasmettitore opera su una frequenza diversa da quelli limitrofi. Si parla dunque di rete **MFN**.

Difetto: bassa efficienza sull'utilizzo delle frequenze in sede di pianificazione.

Pregio: gestione semplice della rete.

Con la modulazione OFDM^{Nota 1} si è aperta una nuova possibilità: dato che il ricevitore tollera echi il cui ritardo è inferiore ad un parametro di modulazione^{Nota 2}, T_g , è possibile ricevere due o più segnali identici trasmessi da altrettanti trasmettitori, a patto che le distanze in gioco siano tali da rispettare il vincolo di cui sopra sui ritardi.

In altre parole, le seguenti due situazioni:

- ☆ un solo trasmettitore, ambiente propagativo ricco di echi;
- ☆ un insieme di trasmettitori^{Nota 3},

sono virtualmente la stessa cosa, e il ricevitore è in grado, entro il vincolo citato e a prezzo di un certo degradamento del margine di C/N, di ricevere correttamente.

Si profila quindi una nuova applicazione, che per i sistemi di trasmissione radio e TV convenzionali non era ipotizzabile: far operare tutti i trasmettitori di una rete sulla medesima frequenza. Si parla quindi di rete **SFN**.

Nota 1 - Utilizzata nei sistemi broadcasting DAB, DVB-T, DRM e in prospettiva nel DVB-T2

Nota 2 - T_g (anche indicato con τ_g) è la durata dell'intervallo di guardia del simbolo della modulazione OFDM

Nota 3 - Oltre ad eventuali echi “naturali”

Acronimi e sigle

DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i> (www.worlddab.org)
DRM	<i>Digital Radio Mondiale -</i> (www.drm.org)
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i> (www.dvb.org)
-T	<i>-Terrestrial</i>
-T2	<i>-New Terrestrial</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i> (www.gps.gov)
MIP	<i>Megaframe Initialization Packet</i>
MFN	<i>Multi Frequency Network</i>
MPEG	<i>Motion Picture Expert Group</i> (www.chiariglione.org/mpeg)
-TS	<i>-Transport Stream</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PCR	<i>Program Clock Reference</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
STS	<i>Synchronisation_time_stamp</i>

3. “Se porto sulla stessa frequenza tutti i trasmettitori DVB-T della mia rete MFN esistente, ottengo una rete SFN?”

No.

Come accennato sopra, i **segnali** trasmessi devono essere **identici**.

Identici significa:

- A.** stessa frequenza RF.
- B.** stessi bit mappati dai modulatori nello stesso simbolo OFDM;

- C. stesso simbolo OFDM trasmesso contemporaneamente;

Mentre la condizione A è abbastanza semplice da ottenere, le condizioni B e C no. Con i trasmettitori DVB-T "MFN" c'è una difficoltà: anche se distribuisco il medesimo transport stream ai trasmettitori, all'ingresso di ciascuno di essi è presente un blocco, il Rate Adapter, che bufferizza il flusso e aggiunge null packets per arrivare al bit rate richiesto dalla modulazione. Questo processo non è deterministico: un trasmettitore può inserire un null packet in un certo istante, un altro trasmettitore potrebbe farlo in un altro istante, seguendo criteri statistici. Il risultato è che i bit mappati sul simbolo OFDM corrente sono diversi per ciascun trasmettitore.

4. "Che cosa ha dunque di particolare un trasmettitore SFN?"

Per il problema appena citato si è dovuto "specializzare" il trasmettitore, o meglio tutta la rete, all'utilizzo in SFN. Vediamo come.

La "pietra dello scandalo", dunque è il Rate Adapter, cioè quel blocco che riceve il flusso ad un valore^{Nota 4} di bit rate che gli è stato assegnato in sede di generazione (head end), arbitrario, approssimativo, e comunque inferiore a quello da trasmettere sul canale, e lo porta ad un valore ben preciso, determinato dalla capacità trasmissiva della modulazione scelta (e quindi in definitiva dai parametri di modulazione).

In una rete SFN, per quanto detto al punto precedente, non ci possono essere tanti Rate Adapters, ce ne deve essere uno solo. Quindi la scelta è stata di trasferire questa funzione a monte della distribuzione del segnale ai trasmettitori: in pratica nel "centro caporete".

L'apparato che ne è nato si chiama "SFN adapter" ed esplica anche altre funzioni (vedere oltre).

Nota 4 - Al netto di null packets eventualmente già presenti in generazione

5. "Ma la rete di distribuzione riesce a garantire «stessi bit nello stesso istante»?"

La rete in sé, no. Supponiamo che un pacchetto MPEG-TS parta dal centro di generazione, ad esempio da Roma, all'istante zero: esso arriverà al Tx1 dopo -diciamo- 80 ms e al Tx2 dopo -diciamo- 100 ms. Quindi ci sarebbe un disallineamento di 20 ms.

6. "Come funziona l'allineamento dei flussi?"

Riferiamoci all'esempio precedente. Si impiega la seguente tecnica: all'ingresso del Tx1 si inserisce un ritardo di 20 ms, e all'ingresso del Tx2 si inserisce un ritardo di 0 ms. In questo modo i bit trasmessi sono allineati tra loro (a prezzo di un ritardo di 100 ms comune a tutti).

Ovviamente nella pratica i trasmettitori possono essere molti; ciascuno dovrà inserire un ritardo pari a quanto manca per allineare se stesso al trasmettitore "più lontano".

Questo meccanismo viene automatizzato tramite un sistema di sincronizzazione piuttosto complesso.

Il primo passo concettuale è quello di disporre un **riferimento di tempo comune** tra ingresso della rete di distribuzione (sito caporete) e uscite della rete stessa (siti Tx). Si è adottato il riferimento di tempo del GPS (segnale 1 pps, un impulso al secondo e clock campione, 10 MHz). La prima implicazione è che ogni sito Tx, e il sito caporete, dovranno essere dotati di ricevitore GPS con le uscite di tempo campione.

Secondo passo concettuale: bisogna inserire all'ingresso della rete un "**marchio temporale**", un "bollino" che possa essere riconosciuto ad ogni uscita della rete (sito Tx) osservando i dati che fluiscono. Il marchio temporale scelto è l'istante di inizio di una (sovra)struttura di trama, detta **Megaframe**. Un Megaframe contiene un numero intero, fisso, predefinito di pacchetti MPEG.

SFN DVB-T: Q&A

L'inizio del Megaframe potrebbe essere comodamente individuato da un pacchetto specifico di servizio da inserirsi a tale scopo a cura dell'SFN adapter. Tuttavia, visto che l'inserimento di un pacchetto in un transport stream già esistente richiede lo spostamento di altri pacchetti (e se questi sono Audio/Video è necessario l'aggiornamento dei time-stamps PCR), si è scelta una strada diversa: l'istante (pacchetto) di inizio del Megaframe viene individuato indicando dopo quanti pacchetti a partire da un certo evento viene a trovarsi tale pacchetto. L'evento è l'emissione del pacchetto MIP da parte del SFN adapter.

Riassumendo: l'SFN adapter inserisce ^{Nota 5} periodicamente ^{Nota 6} un pacchetto MIP all'interno del

flusso. In un campo dedicato del MIP, di nome *Pointer*, viene indicata la distanza in pacchetti che separa il MIP stesso dal prossimo inizio del Megaframe. In questo modo un trasmettitore SFN può operare il procedimento inverso: estrarre il campo Pointer e utilizzarne il valore per contare i pacchetti che seguono fino ad arrivare ad individuare l'inizio della Megaframe.

Nota 5 - Tramite intersio di un Null Packet

Nota 6 - In realtà l'emissione non è periodica, a causa della granularità costituita dalla struttura a pacchetti del Transport Stream MPEG

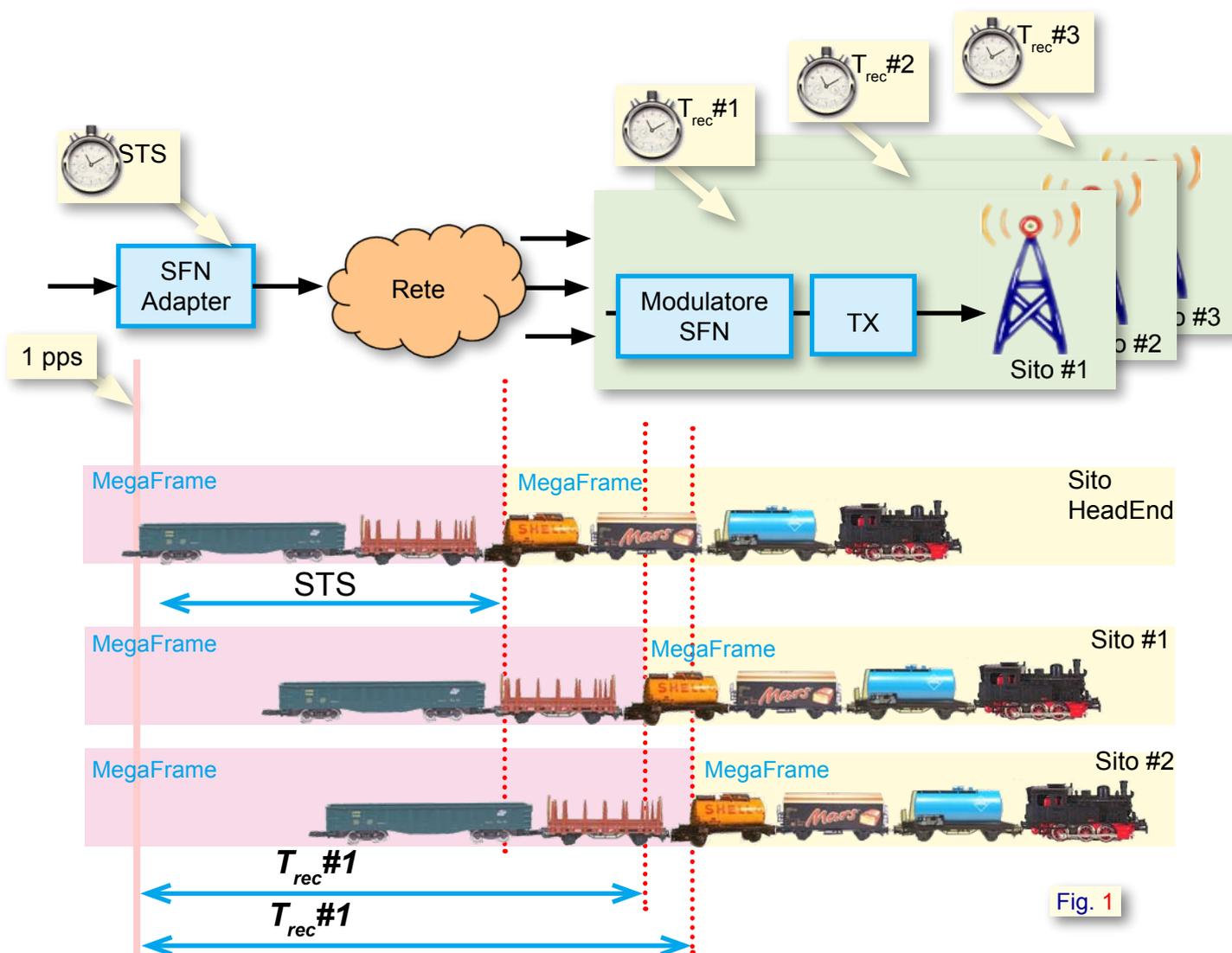


Fig. 1

Nel MIP sono stati definiti anche i seguenti campi (più altri che qui non ci interesseranno):

✧ **Synchronisation_time_stamp, STS:** Contiene l'intervallo di tempo, espresso in colpi di clock da 10 MHz, tra l'ultimo impulso del segnale 1 pps che precede l'inizio del Megaframe M+1 e -appunto- l'inizio (1° bit del 1° pacchetto) del MegaFrame M+1. Questo valore è una variabile ottenuta dalla lettura di un cronometro (contatore binario cloccato a 10 MHz) contenuto all'interno dell'SFN adapter.

✧ **Maximum_delay:** Contiene l'intervallo di tempo, espresso in colpi di clock da 10 MHz, che si intende realizzare tra l'SFN Adapter e l'antenna trasmittente. Il range ammissibile è 0..9999999 colpi di clock corrispondente a 0..1 sec. Questo valore è una costante, che viene decisa dal progettista della rete SFN e non viene poi cambiata.

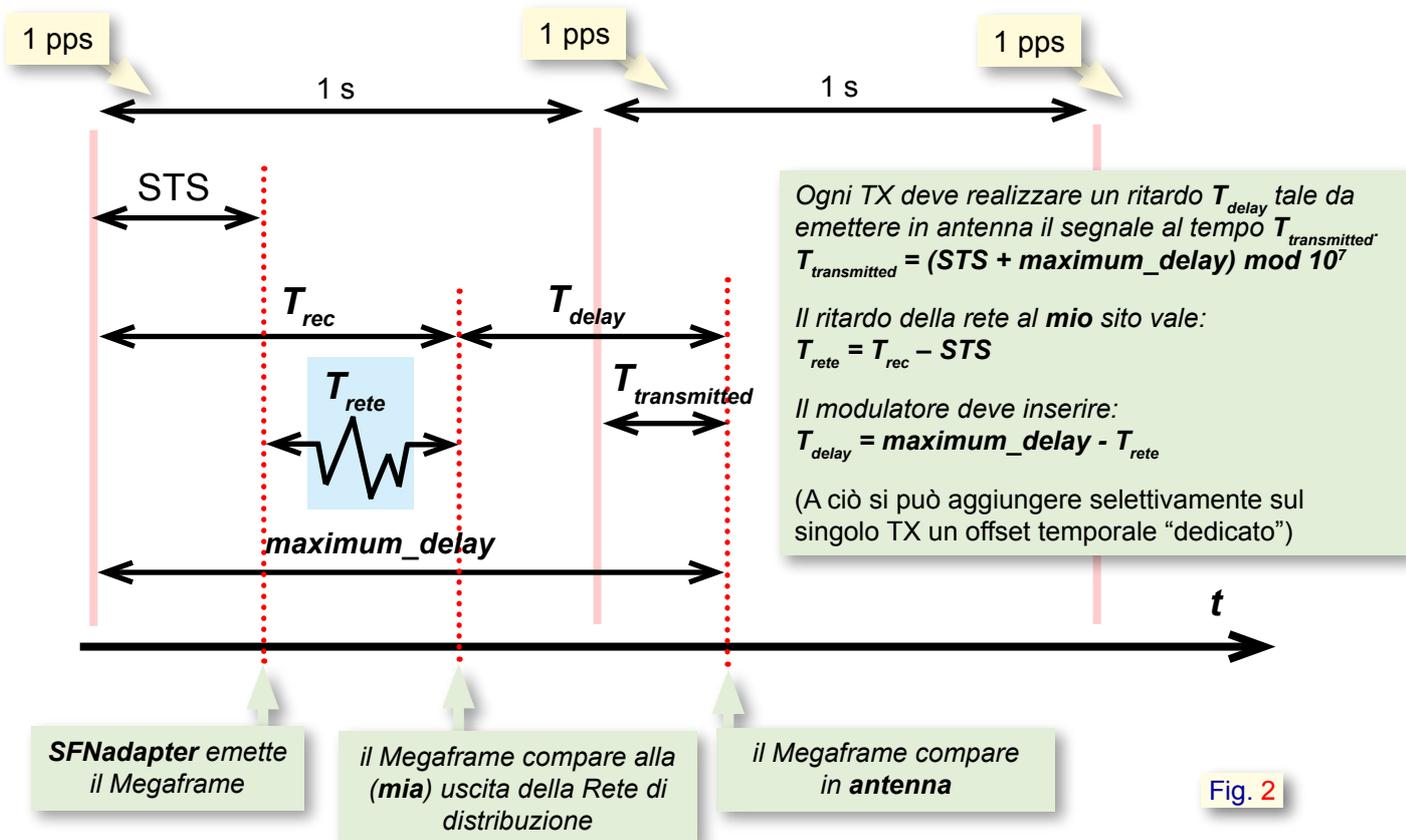
Vediamo come funziona il sistema di allineamento SFN del DVB-T.

Come accennato, nell'SFN adapter è presente un cronometro (contatore bloccato a 10 MHz) che definisce la distanza temporale STS tra l'impulso 1 pps e il successivo inizio del Megaframe (figura 1).

Un cronometro del tutto analogo viene previsto all'interno di ciascun modulatore SFN. Anche questo cronometro misura la distanza temporale ("T_{rec}") tra l'impulso 1 pps e il successivo inizio del Megaframe. Ma mentre l'impulso 1 pps, fornito da ciascun ricevitore GPS è allineato con gli omologhi 1 pps, l'inizio del Megaframe "visto" all'arrivo al modulatore risulterà ritardato rispetto a quello in partenza dall'SFN adapter. Il ritardo è quello di propagazione attraverso la rete di distribuzione, ed è ovviamente differente da sito a sito.

Infine, bisogna stabilire una **procedura di allineamento**.

Il ritardo T_{rete} viene calcolato dunque (figura 2) come $T_{rete} = T_{rec} - STS$.



Ricordiamo che STS è accessibile dal modulatore leggendo il relativo campo del MIP in arrivo.

Il modulatore dovrà quindi programmare il suo buffer di memoria per realizzare un ritardo $T_{\text{delay}} = \text{maximum_delay} - T_{\text{rete}}$.

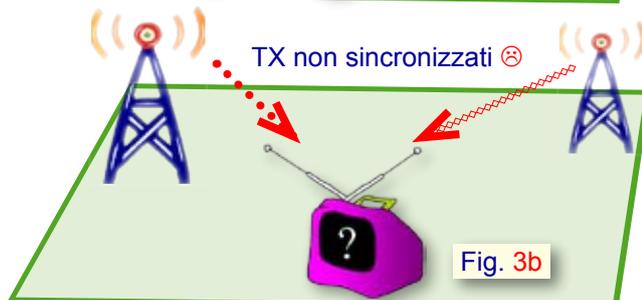
7. “Come funziona l’allineamento in frequenza?”

Non è un concetto particolarmente nuovo.

I trasmettitori vengono agganciati sulla medesima frequenza tramite i seguenti passi:

1. Il modulatore produce un segnale alla frequenza nominale tramite un oscillatore sintetizzato **agganciato** al riferimento 10 MHz del ricevitore GPS. Quindi tutti i modulatori generano segnali alla medesima frequenza.
2. Gli (eventuali^{Nota 7}) oscillatori locali usati per gli (eventuali) convertitori di frequenza per portare il segnale al canale RF desiderato **devono** essere a loro volta agganciati al 10 MHz del GPS.

Come si comprende, i segnali trasmessi risulteranno alla stessa frequenza, agganciati al medesimo 10 MHz.



8. “Che cosa succede se i miei trasmettitori SFN non sono correttamente agganciati?”

Riferiamoci, per semplicità, al caso di due soli trasmettitori in rete SFN. In sintesi, possono verificarsi i due casi seguenti:

1. **CASO 1 (figura 3a)**. I due TX, in modalità SFN, sono **sincronizzati correttamente**. Un ricevitore che riceva entrambi i segnali contemporaneamente funzionerà correttamente (a patto di avere un C/N sufficiente, vedi oltre). In questo caso la disponibilità della ricezione è condizionata dall’aver un C/N superiore a quello richiesto per la modulazione in uso, più un extra di qualche dB, dovuto al multipath “artificiale”. Ad esempio: 5÷6 dB in 64QAM 2/3.
2. **CASO 2 (figura 3b)**. I due TX, in modalità SFN, **non sono sincronizzati correttamente**. Un ricevitore che riceva entrambi i segnali contemporaneamente si troverà in una condizione in cui riceve un segnale utile (il più robusto) interferito –cocanale!- dal secondo. In questa situazione la disponibilità della ricezione è condizionata dall’aver un C/N superiore a quello richiesto per la modulazione in uso, ma il segnale interferente qui gioca in ruolo di N, insieme al rumore termico. In altre parole $C/N_{\text{TOT}} = C_1/(N+C_2)$.

2.1 Esempio 1: se TX1 e TX2 sono ricevuti a pari livello (quindi $C_1 = C_2$) allora $C/N_{\text{TOT}} = C_1/(N+C_2)$ è minore di uno, quindi, in dB, **C/N è negativo** ⇒ ⊗ ⊗ ⊗

2.2 Esempio 2: se C_1 sovrasta C_2 di 10 dB (ad es. perché TX1 è più vicino) e N è trascurabile (cioè segnale robusto), allora $C/N = C_1/(N+C_2)$ è circa 10 dB. Ma un valore di C/N di 10 dB è pessimo ad esempio nel caso 64QAM 2/3 ⇒ ⊗ ⊗ ⊗.

Nota 7 - Spesso il modulatore è integrato nel trasmettitore e opera direttamente alla frequenza del canale RF

Che cosa è successo? Siamo passati da un C/N ottimo (dicevamo: N trascurabile, segnale robusto) ad un C/N pessimo (C_2 gioca il ruolo del rumore) a causa della presenza di un TX (TX2) non sincronizzato ricevuto 10 dB sotto il principale. [esempio nell'esempio: 64QAM 2/3, $C_1/N = 40$ dB; $C_2/N = 30$ dB; entrambi i TX, ciascuno da solo, sarebbe ricevuto ottimamente. Notiamo che $C_1/C_2 = 10$ dB, cioè TX1 arriva 10 dB più forte di TX2. In queste condizioni però TX2 è in pratica un interferente cocanale 10 dB sotto, equivalente a un $C/N_{TOT} = 10$ dB (il rumore termico N è qui trascurabile rispetto a C_2), disastroso per il 64 QAM 2/3.]

9. “Come posso verificare se i miei trasmettitori SFN sono correttamente agganciati?”

Questo è un argomento piuttosto delicato, e decisamente cruciale.

Introduciamo il concetto di **Coerenza**. Sotto questa voce troviamo, su Wikipedia:

*“In ottica si chiama **coerenza** (o coerenza di fase) la proprietà di un’onda elettromagnetica di mantenere una certa relazione di fase con sé stessa durante la sua propagazione. Questo concetto è stato generalizzato a tutti i fenomeni ondulatori dall’acustica alla meccanica quantistica.*

*Il fenomeno macroscopico più noto dovuto alla coerenza di fase è quello dell’**interferenza**. Infatti mentre fasci di luce coerenti (come quelli prodotti da un laser) possono produrre delle **frange di interferenza**, osservare fenomeni di interferenza con la luce prodotta da una lampada ad incandescenza, anche se resa monocromatica con un opportuno filtro, risulta estremamente difficile (...).”*

Applichiamo quanto sopra alla nostra rete SFN, con i seguenti distinguo:

- ✧ Invece che con sé stessa, la relazione di fase è definita con l’onda che nasce, identica, da un altro TX sincrono.
- ✧ L’“interferenza” di cui si parla, con il significato della meccanica ondulatoria, non è quella a cui siamo abituati a pensare noi: si tratta piuttosto di sovrapposizione di onde che dà come risultato “frange di interferenza”, ovvero successione di massimi e minimi nel livello del segnale ricevuto, al variare un certo parametro. Ad esempio: un antennista conosce bene tale fenomeno, quando, in presenza del raggio diretto e del raggio riflesso dal suolo, opera la “stratificazione”: alza o abbassa il palo con l’antenna e trova una successione di massimi e minimi del livello del segnale ricevuto.
- ✧ “frange di interferenza”: cosa sono è stato detto al punto precedente; qui noi adotteremo un parametro di variazione ancora diverso: la frequenza. Frequenza per frequenza possiamo osservare a valle dell’antenna ricevente una successione di massimi e minimi nel livello del segnale ricevuto dovute alla sovrapposizione delle onde provenienti dai diversi TX. A certe frequenze risultano in fase e si sommano (massimi) ad altre in controfase e si sottraggono (minimi).

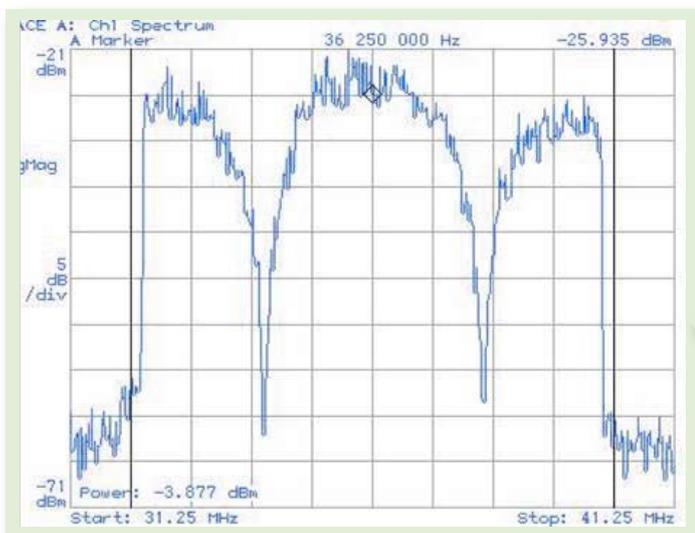


Fig. 4

Il **metodo di verifica** della sincronicità (o meglio: Coerenza) di due TX SFN che **utilizziamo al Centro Ricerche Rai** è basato appunto sul fenomeno dell'interferenza (in senso ondulatorio!), rilevata nel dominio della frequenza. All'interno della banda del canale si può rilevare con un analizzatore di spettro (figura 4) una serie di massimi e minimi (interferenza "in senso ondulatorio", appunto) nel livello del segnale^{Nota 8}.

L'ondulazione che ne risulta obbedisce alle seguenti proprietà:

1. La **profondità dei minimi** ("buchi" o, come dicono gli inglesi, "notches") è tanto maggiore quanto più i livelli dei due segnali che partecipano all'interferenza sono simili. Alcuni valori di riferimento esemplificativi in tabella:

Differenza livello segnali TX [dB]	Ondulazione		
	Massimi [dB]	Minimi [dB]	Totale, picco-picco [dB]
0	+6	- ∞	∞
1	+5.5	-19.3	24.8
3	+4.6	-10.7	15.3
10	+2.4	-3.3	5.7
20	+0.8	-0.9	1.7

E' facile notare che per poter vedere agevolmente i buchi sull'analizzatore di spettro i due segnali devono avere livello simile (possibilmente entro 3 dB).

2. La **distanza dei buchi** (periodicità^{Nota 9} in frequenza) Δf è pari all'inverso del ritardo temporale τ tra i due segnali (o ritardo differenziale): $\Delta f = 1/\tau$. Quindi: maggiore il ritardo, più fitti sono i buchi, e viceversa.
3. La **posizione del pettine di buchi** dipende dalla differenza di fase delle portanti dei due segnali.

Le conseguenze delle proprietà di cui sopra sono:

✧ per poter vedere agevolmente i buchi sull'analizzatore di spettro i due segnali **devono avere livello simile** (possibilmente entro 3 dB).

✧ Il ritardo differenziale τ **non deve essere inferiore** all'inverso della banda B del segnale: $\tau > 1/B$. In caso contrario potrebbe essere visibile meno di un buco.

✧ Il ritardo differenziale Δt deve essere inferiore all'inverso della risoluzione dell'analizzatore di spettro ($\tau < 1/R_{BW}$), in caso contrario non si riuscirebbero a visualizzare i buchi, troppo fitti.

✧ Se i due TX non sono perfettamente agganciati in frequenza, la fase differenziale aumenta col tempo, e di conseguenza la posizione del pettine di buchi. In altre parole i buchi scorrono. Se lo scorrimento è troppo veloce, possiamo avere problemi di visualizzazione sull'analizzatore di spettro^{Nota 10}.

Nelle condizioni prescritte, se i due segnali sono coerenti si visualizzeranno i buchi (o "frange di interferenza" per dirla come i fisici); se i due segnali non sono coerenti lo spettro risultante sarà come la sovrapposizione dei due spettri originali, in ossequio a ciò che leggiamo nella seconda parte della citazione di Wikipedia: "...*mentre fasci di luce coerenti (come quelli prodotti da un laser) possono produrre delle frange di interferenza, osservare fenomeni di interferenza con la luce prodotta da una lampada ad incandescenza, anche se resa monocromatica con un opportuno filtro, risulta estremamente difficile*"

Il set-up di laboratorio per verificare su banco problemi di sincronizzazione è schematizzato in figura 5.

Nota 8 - In appendice riportiamo una descrizione del fenomeno un po' più approfondita.

Nota 9 - Nel caso di due soli segnali la sequenza di massimi e minimi è periodica in frequenza

Nota 10 - Consideriamo comunque che se l'errore di frequenza è poco più che trascurabile i TX possono essere considerati non sincronizzati.

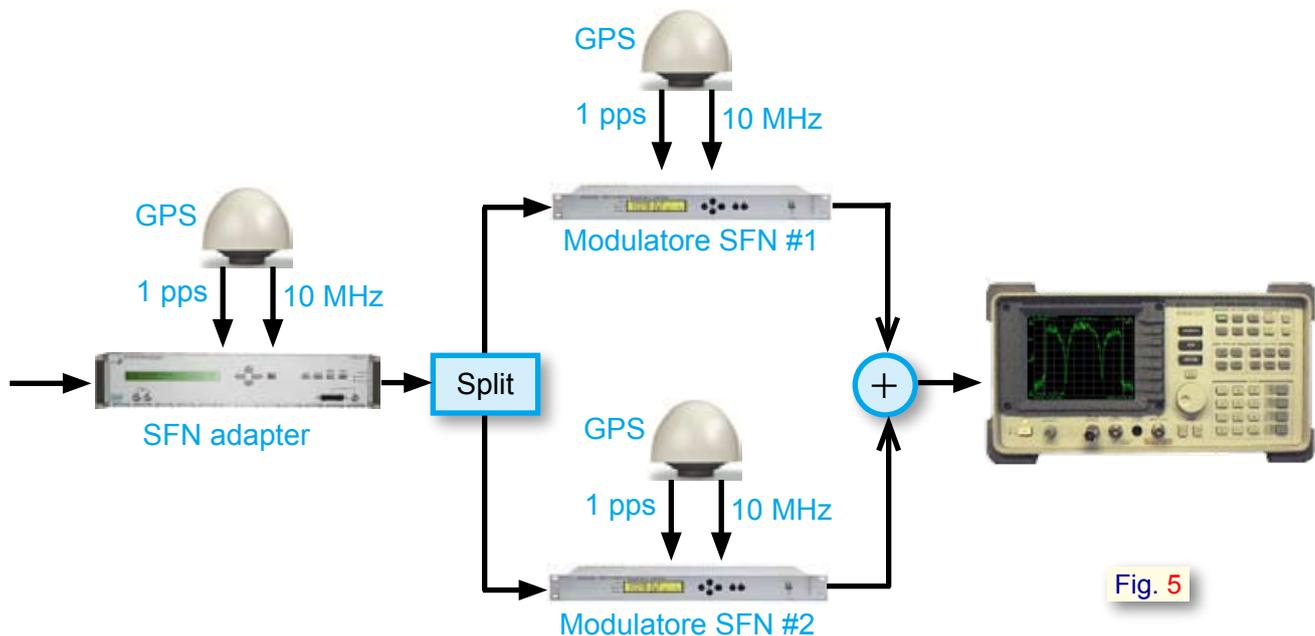


Fig. 5

Il transport stream (TS) viene inviato ad un SFN adapter che provvede ad adattare il rate al valore appropriato per la modulazione^{Nota 11} scelta, a definire il Megaframe e inserire il MIP. Il TS in uscita viene distribuito ai due modulatori SFN. A questo livello è possibile inserire apparati di distribuzione (network adapters, ecc.) da testare.

L'uscita dei modulatori è combinata in RF e il segnale ottenuto è visualizzato con un analizzatore di spettro.

Se il ritardo differenziale è nullo o molto piccolo non è soddisfatto il citato criterio $\tau > 1/B$, quindi per poter visualizzare i buchi occorre introdurre un ritardo artificiale (poche centinaia di ns) agendo sulla configurazione di uno (solo) dei due modulatori.

10. “Veniamo alla diagnosi, quindi: come devo interpretare le frange di interferenza che vedo sull'analizzatore di spettro?”

Per quanto detto sopra, avremo due situazioni macroscopiche:

- a) Le frange di interferenza (buchi) non ci sono,

nel qual caso i due TX non sono coerenti (in altre parole non sono sincronizzati), oppure

- b) ci sono, e i due TX sono coerenti (quindi sincronizzati).

Vediamo alcuni casi significativi.

In figura 6a è riportato lo spettro “di riferimento”: è quello relativo ad un solo TX^{Nota 12}.

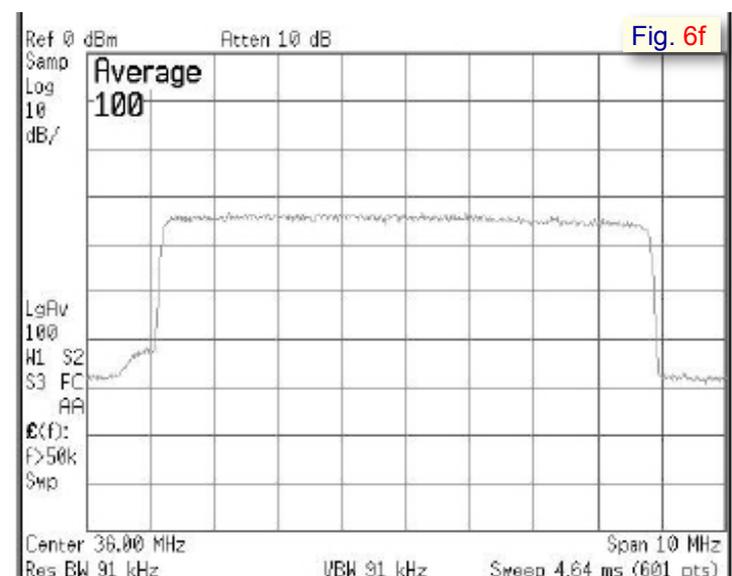
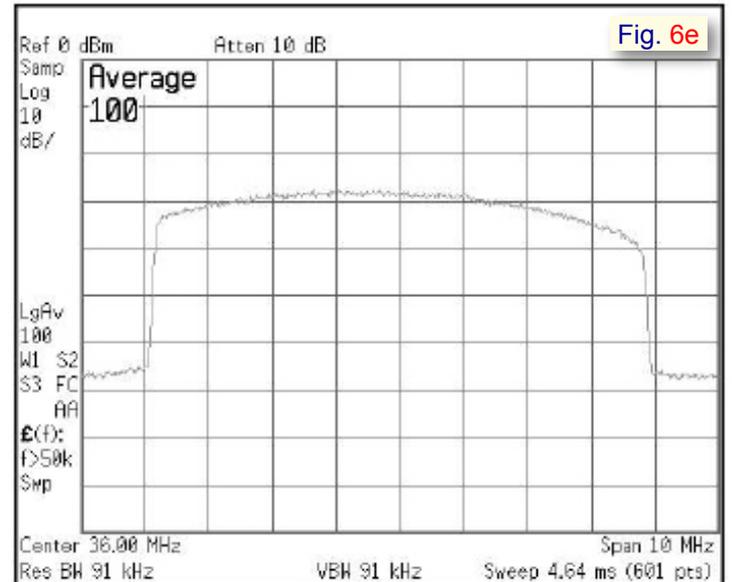
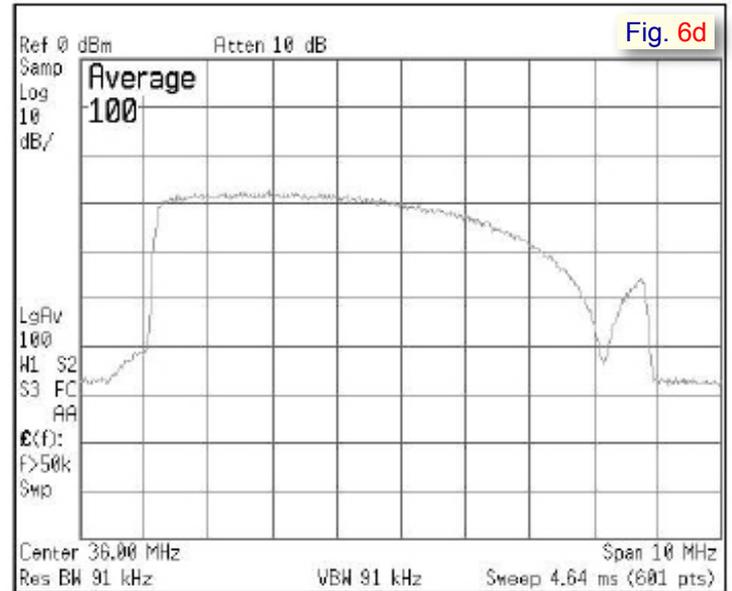
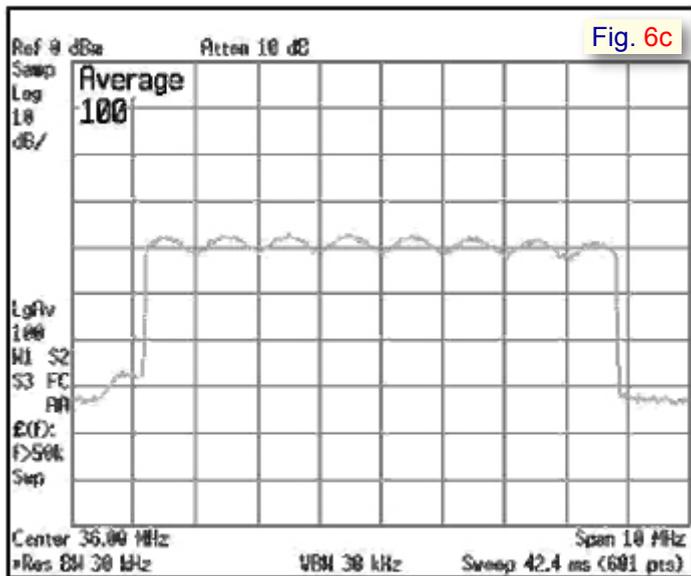
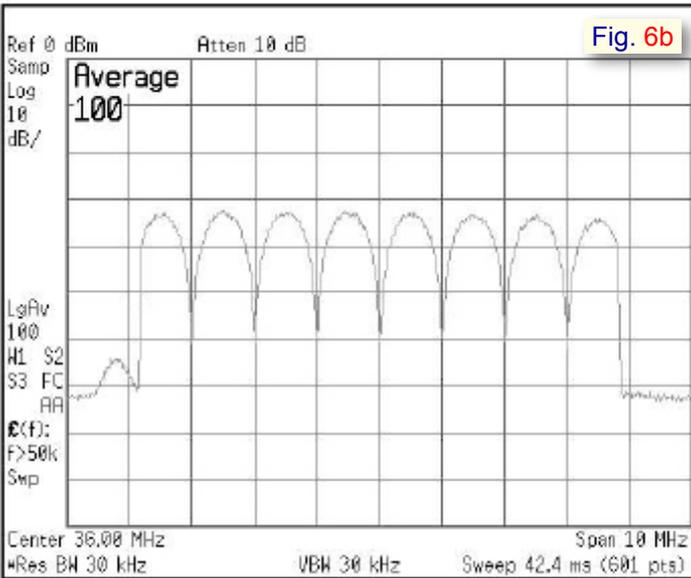
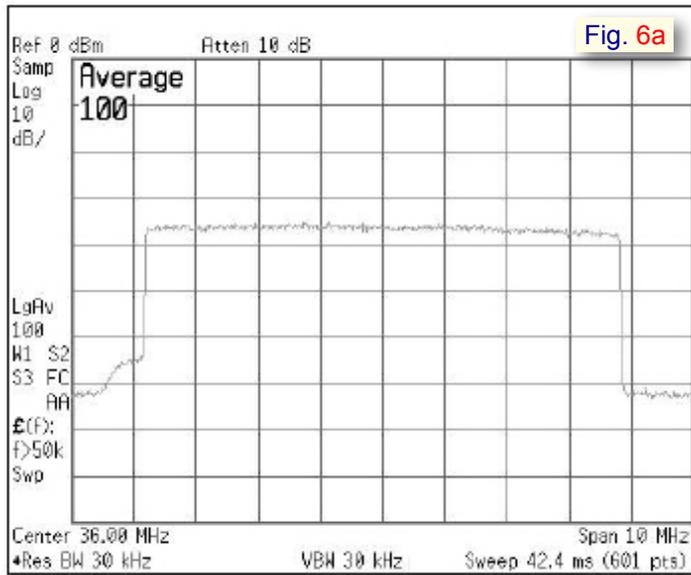
Nella situazione a), dovremmo rilevare uno spettro del tutto analogo a questo, l'unica differenza dovrebbe essere un livello pari alla “somma” (in unità lineari !!) dei livelli. Quindi se il livello del solo TX1 è, ad es., -30 dBm ed il livello del solo TX2 è, ad es., identicamente -30 dBm, allora la somma risulta essere -27 dBm^{Nota 13}.

Nota 11 - Costellazione, code rate, intervallo di guardia, FFT size.

Nota 12 - Lo spettro è particolarmente pulito, grazie al fatto che non ci sono echi né interferenti analogici co-canali.

Nota 13 - -30 dBm = 1 μ W; 1 μ W + 1 μ W = 2 μ W ; 2 μ W = -27 dBm

SFN DVB-T: Q&A



Analizziamo ora la figura 6b.

La presenza di buchi denota che il segnale è il risultato della somma di due segnali DVB-T coerenti. Inoltre lo spettro ci fornisce altre indicazioni interessanti: la distanza tra i buchi è 1 MHz, da cui otteniamo che il ritardo differenziale è di $1/(1 \text{ MHz}) = 1 \mu\text{s}$. La profondità dei buchi è molto grande (in realtà la risoluzione dell'analizzatore di spettro ne limita la visibilità): 25 dB o più. Si deduce, consultando la tabella più sopra, che i segnali sono a pari livello, o hanno differenza entro 1 dB.

La figura 6c è relativa ad un caso analogo; l'unica differenza è il livello differenziale dei segnali che risulta 15 dB circa (cfr. tabella, con ondulazione totale = 3 dB circa). Se i due segnali non hanno livelli simili, i buchi –come già detto- sono poco profondi: qui si vede nella prova dei fatti che possono essere di difficile rilevazione.

Le figure 6d e 6e che seguono sono “parenti stretti”.

Nella prima si evidenzia un solo buco. Gli altri buchi cadono quindi al di fuori della banda del canale, dove il segnale è già nullo. Esiste una periodicità, che ad una stima che richiede una certa dose di immaginazione, potrebbe risultare di circa 20 MHz (e quindi ritardo differenziale di circa $1/(20 \text{ MHz}) = 50 \text{ ns}$. Buco molto profondo, quindi livelli dei segnali molto simili. La coerenza dei trasmettitori, quindi, c'è.

La seconda figura è relativa alla stessa situazione, in cui però i buchi cadono tutti fuori banda. Questo è dovuto ad una fase differenziale diversa dalla precedente, ma che nella pratica potrebbe avere luogo spostando l'antenna ricevente di pochi centimetri. E' chiaro che da questo spettro si è portati a concludere che i due trasmettitori non siano coerenti. Lo stonamento dello spettro, o un'inclinazione (“tilt”) del medesimo, deve sempre suggerire una situazione di ritardo differenziale corto e fase differenziale tale da portare il buco fuori banda.

Infine, la figura 6f è stata prodotta non rispettando il vincolo che prescrive che il ritardo

differenziale dei segnali debba essere inferiore all'inverso della risoluzione dell'analizzatore di spettro ($\tau < 1/R_{\text{BW}}$).

Come si può notare, non si riescono a visualizzare i buchi, che sono troppo fitti.

In questo caso τ valeva 100 μs , quindi la distanza tra i buchi risultava $1/(100 \mu\text{s}) = 10 \text{ kHz}$. La resolution bandwidth dell'analizzatore di spettro era (cfr. figura, parametro in basso a sinistra) $R_{\text{BW}} = 91 \text{ kHz}$.

11. “E se invece di due TX ricevessi tre o più TX?”

Con più di due segnali coerenti la conformazione dello spettro non è più semplicemente un pettine di buchi. Lo spettro risulta frastagliato, se due dei TX sono preponderanti e di livello simile si avrà ancora una frastagliatura che ricorda il caso di due soli TX (con le regole dette sopra), cui si sovrappone un'ulteriore frastagliatura. La situazione è del tutto simile a quella di echi multipli che è familiare a chi osservi lo spettro ricevuto del segnale OFDM.

Spostando anche di poco l'antenna si modifica considerevolmente la frastagliatura, in prevalenza la componente con ritardi differenziali piccoli.

Dal punto di vista di diagnosi della rete SFN, è opportuno cercare di analizzare i TX a due a due, per semplificare il lavoro

12. “E per le verifiche sul campo, come posso capire se due TX sono correttamente sincronizzati (possibilmente senza interrompere il servizio)?”

Quel che segue è un metodo progettato a partire da quello di laboratorio, adattando il set-up e le modalità operative alle condizioni tipiche delle misure “in-field”. Il metodo deve essere verificato e messo a punto.

La figura 7 descrive la configurazione di test proposta.

La posizione del punto di misura deve essere scelta in modo da ottenere una differenza di ritardo compresa tra 100 ns e pochi μ s (es: 2 μ s). Questo si traduce in una differenza di distanza compresa tra 30 m e 600 m. Giocando sui due attenuatori si deve cercare di rendere i segnali all'ingresso del sommatore il più possibile di pari livello (entro 1-2 dB è sufficiente). Per fare questo è utile visualizzare un segnale alla volta (inserendo sull'altro una forte attenuazione), e annotare i livelli di ciascun segnale. Poi dare attenuazione zero al segnale più debole, e quindi attenuare il più robusto per ottenere (circa) il medesimo livello. A questo punto sull'analizzatore di spettro si dovrebbero vedere i buchi previsti, se i TX sono sincronizzati.

Attenzione: il ritardo differenziale, così importante per poter ottenere un numero di buchi visualizzabile, dipende anche da un eventuale ritardo artificiale inserito su uno o entrambi i TX (parametro `time_offset`).

Il metodo non richiede la messa in onda di particolari segnali di test, né lo spegnimento di TX, quindi può essere utilizzato senza interrompere il servizio.

13. “Posso usare altri strumenti oltre all'analizzatore di spettro?”

Esistono certamente altri strumenti, più specializzati e più costosi, per analizzare il segnale DVB-T. Tra questi il 4T2 AdCoCom, e l' EFA Rhode & Schwartz.

Prendiamo ad esempio il 4T2. Si può utilizzare proficuamente la visualizzazione della risposta all'impulso (figura 8a).

In presenza di due TX coerenti il 4T2 visualizza il primo impulso ($t_1=0$) relativo al segnale più robusto. Il secondo (in ordine di livello) segnale verrà visualizzato come un impulso ad una posizione temporale t_2 pari alla distanza in tempo (ritardo differenziale) dal primo segnale. Se tale secondo segnale risulta in ritardo rispetto al primo, la visualizzazione è corretta, e si avrà un secondo impulso a destra del primo. Se il secondo segnale è in anticipo rispetto al primo^{Nota 14} la visualizzazione non risulta corretta. Nella

Nota 14 - E' il caso, ad esempio, di un TX1 più vicino ma schermato da case o altri ostacoli, e un TX2 più lontano ma con segnale ricevuto più robusto.

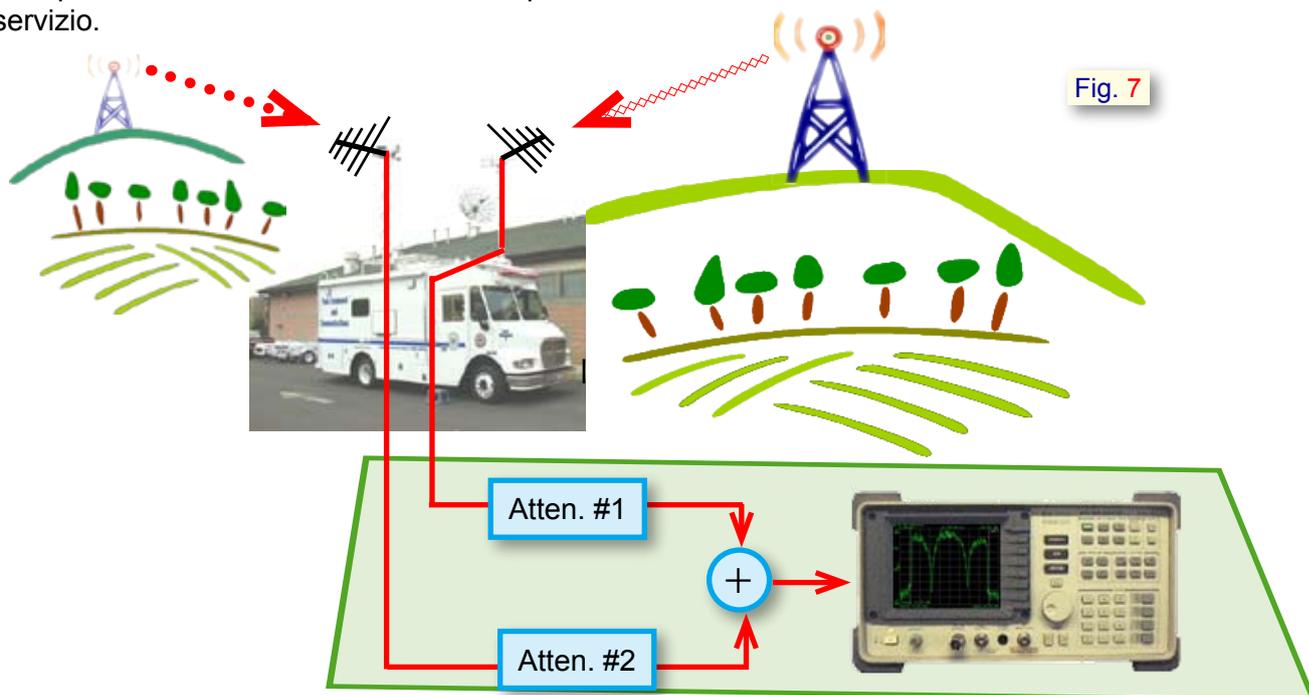


Fig. 7

figura 8a vediamo un secondo segnale ritardato 60µs rispetto al primo, 5dB più basso. Nella figura 8b il ritardo è di 1µs. Si noti che segnali con ritardi inferiori cominciano ad essere difficili da visualizzare per la limitata risoluzione dello strumento, dovuta alla limitata banda del segnale ^{Nota 15}.

In caso di tre o più TX coerenti si visualizzeranno un pari numero di impulsi, ai tempi dati dai ritardi differenziali relativi al primo (in ordine di livello) TX.

Se i segnali provenienti dai TX non sono tra loro coerenti, il 4T2 mostra solo un impulso ($t_1=0$) relativo al segnale più robusto e un rumore di fondo più elevato.

14. “E se un TX differisce per un solo bit?”

Non esistono situazioni pratiche in cui la differenza sia di un solo bit. Ovviamente

essendo il flusso che alimenta i modulatori unico, i bit dovrebbero essere uguali per tutti. Diverso è il caso di trasmettitore non correttamente sincronizzato in cui, come già detto, i bit possono venire mappati su sottoportanti OFDM diverse, quindi i bit “diversi” sono molti.

Fig. 8a

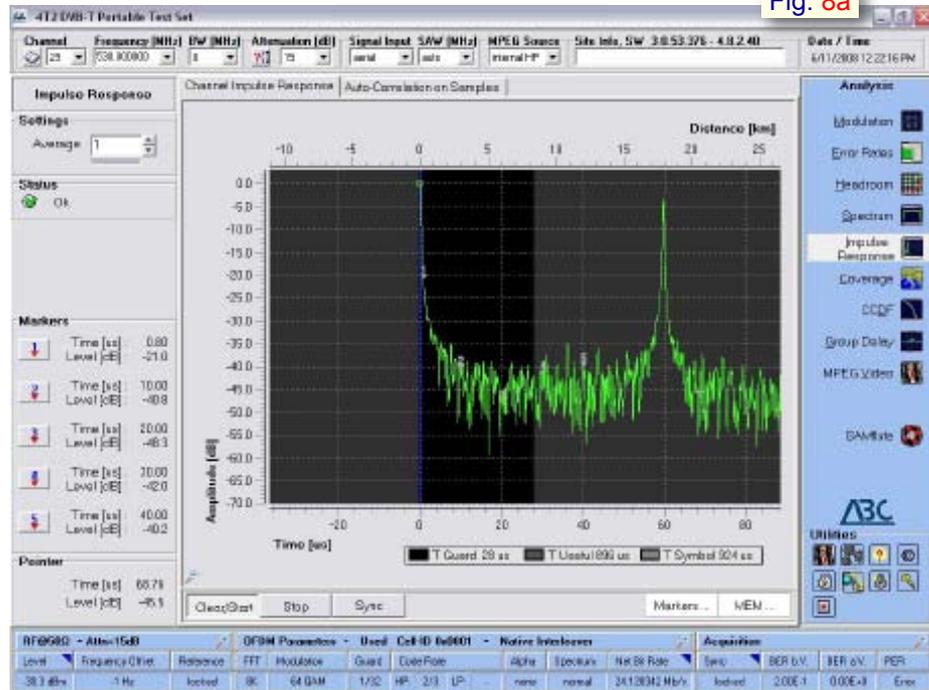
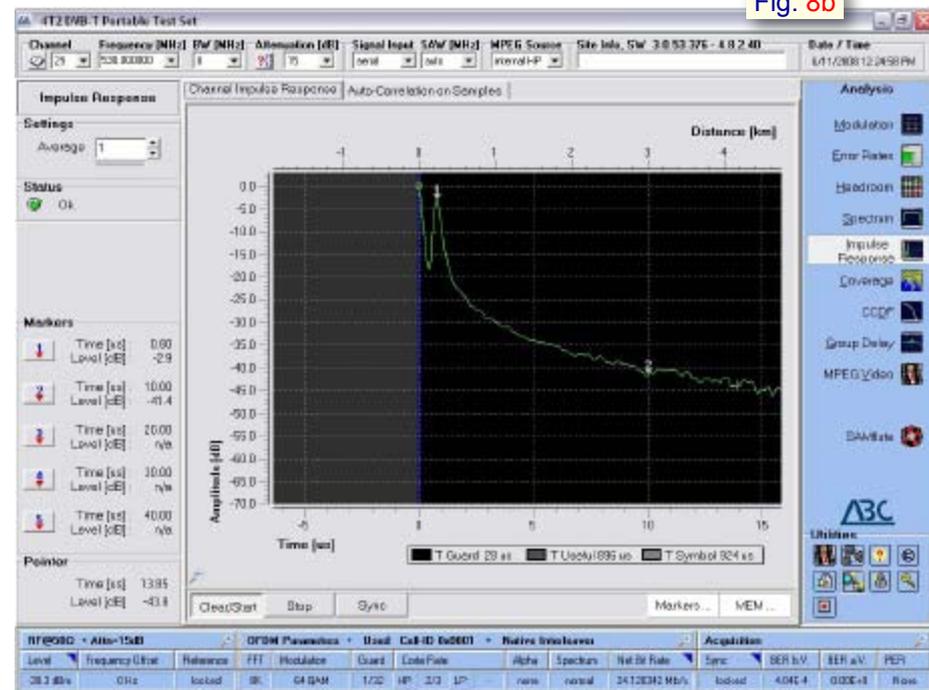


Fig. 8b



Nota 15 - La risoluzione temporale è il reciproco della banda del segnale, quindi $1/(7.61 \text{ MHz}) = 130 \text{ ns}$.

Un'eccezione è il parametro CELL_ID, che può essere diverso per ogni trasmettitore. Ma questo parametro è mappato su delle sottoportanti OFDM di segnalazione, che non partecipano al trasporto di bit informazione. Il ricevitore quindi non ne è influenzato.

15. “Esistono svantaggi nell'utilizzo di una rete SFN?”

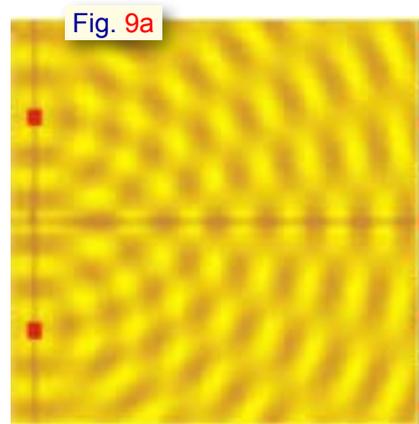
Sì. Citiamo ad esempio:

- a) **Minore capacità.** Per accomodare al ricevitore i ritardi dei segnali provenienti da trasmettitori distanti, l'intervallo di guardia viene in genere dimensionato a valori elevati (fino a $T_g = 1/4$ in FFT=8k). Questo significa sacrificare capacità trasmissiva nella misura di $T_g/(1+T_g)$. L'esempio estremo: con $T_g = 1/4$, $T_g/(1+T_g) = 0.2 = 20\%$. Il risultato è tragico: anziché (ad esempio) trasmettere 24.128 Mb/s se ne trasmetteranno 19.91.
- b) **Costo apparati.** SFNadapter e GPS aggiuntivi.
- c) **Ritardo aggiuntivo.** La rete introduce un ritardo fisso pari a Maximum_Delay, parametro impostabile nell'SFN adapter, che non può essere inferiore al tempo di propagazione del segnale tra l'SFN adapter stesso ed il più lontano trasmettitore tra quelli in rete. Il valore può raggiungere 1 secondo. Questo ritardo si somma a quello di codifica video. Una oculata ottimizzazione è opportuna.
- d) **Conduzione della rete.** Si può prevedere che una rete SFN debba essere controllata con continuità per evitare che guasti sugli apparati possano causare una dissincronizzazione dei TX.
- e) **Rischio di gravi fuori-servizio su grosse aree** in caso di avaria di apparati che causino la mancanza di sincronizzazione di un Tx (come accennato sopra in 8.).

APPENDICE

Maggiori dettagli sull'interferenza di onde coerenti

Consideriamo due sorgenti di onde coerenti, disposte nello spazio ad una certa distanza tra loro. Le sorgenti emettono onde a frequenza f , che si propagano nello spazio. La sovrapposizione (somma) di tali onde crea una configurazione di massimi e minimi. Questo fenomeno viene chiamato interferenza. In figura 9a è mostrata un'istantanea (immagine statica^{Nota 16}) della situazione, ma in realtà la configurazione di massimi e minimi si muove nello spazio. I due punti rossi sulla destra sono le sorgenti.



Ha luogo un massimo (interferenza costruttiva) quando la relazione di fase tra le onde che si sovrappongono in quel punto dello spazio è tale da avere onde in fase; viceversa si ha un nullo, interferenza distruttiva, quando risultano in controfase.

La differenza di fase è proporzionale alla differenza di cammino ottico delle onde, quindi in definitiva dalla differenza di distanza delle due sorgenti da quel punto dello spazio.

Nota 16 - La figura animata è visibile su http://it.wikipedia.org/wiki/Esperimento_di_Young

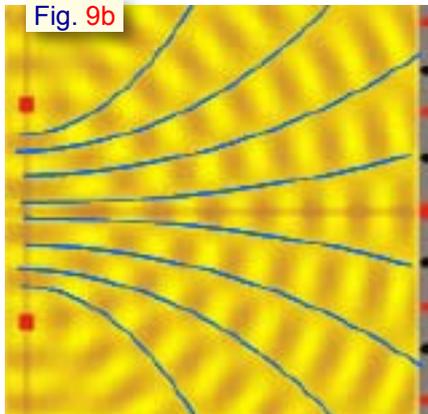


Fig. 9b

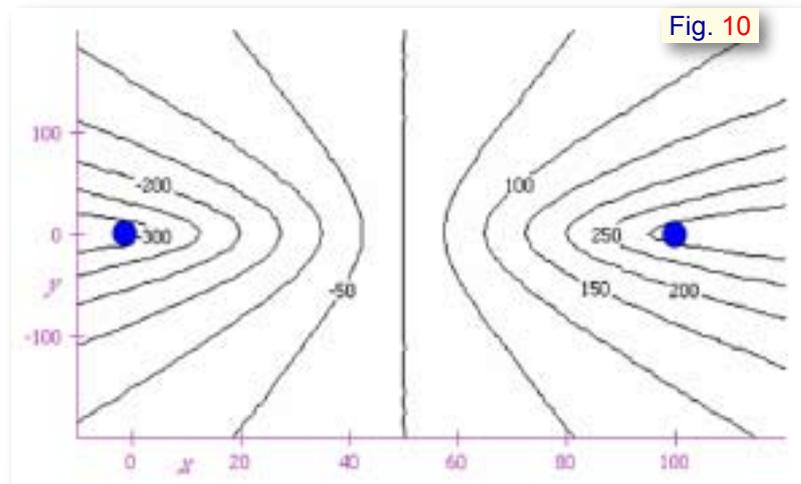


Fig. 10

Ma il luogo dei punti la cui differenza delle distanze da due punti fissi (detti fuochi) è costante è l'iperbole. Quindi (figura 9b) avremo una famiglia di iperboli che definisce punti dello spazio "iso-ritardo-differenziale", in cui tutti i punti sono massimi o minimi, a seconda della fase. Nella figura 10, in cui i due fuochi, alias sorgenti di onde, alias trasmettitori, sono allineati in orizzontale, ascissa e ordinata sono tarate in km. Le curve sono parametrizzate in nanosecondi di ritardo differenziale.

Queste considerazioni valgono, di principio, per onde sinusoidali. La configurazione di campo vale dunque per una determinata frequenza. Ad una frequenza diversa la relazione di fase spaziale cambia, quindi cambia (risulta scalata) la configurazione di massimi e minimi. Se il segnale di interesse occupa una certa banda –nel nostro caso un canale TV- il fenomeno dell'interferenza si verifica frequenza per frequenza. La successione di massimi e minimi cambierà frequenza per frequenza.

Vediamo più nel dettaglio, aiutandoci con strumenti analitici.

Chiamiamo $X(f)$ il segnale nel dominio della frequenza trasmesso identicamente dai due trasmettitori. Al ricevitore pervengono due contributi: per il primo dei due assumiamo nulla l'attenuazione di tratta e normalizziamo a zero ritardo

e fase. Quindi assumiamo che tale contributo sia ancora $X(f)$. Assumiamo invece che il secondo contributo sia attenuato (rispetto al primo) di un fattore R , che rende conto dell'attenuazione di tratta dal secondo TX. Inoltre questo segnale avrà totalizzato un ritardo di fase $2\pi f\tau$, dove τ è il ritardo differenziale temporale. Il secondo contributo risulta dunque $R \cdot X(f) e^{j2\pi f\tau}$

Il segnale ricevuto è quindi (figura 11a):

$$\begin{aligned} X(f) &= Y(f) + R \cdot X(f) e^{j2\pi f\tau} = \\ &= X(f) [1 + R \cdot e^{j2\pi f\tau}] \end{aligned}$$

Modellando il sistema come un filtro lineare (figura 11b), con ingresso $X(f)$ e uscita $Y(f)$, possiamo calcolare la risposta in frequenza $C(f) = Y(f) / X(f)$. Si ha:

$$C(f) = Y(f) / X(f) = 1 + R \cdot X(f) e^{j2\pi f\tau}$$

Come si vede, $C(f)$ ha valore complesso, e dipende dalla frequenza. Quello che vediamo su un analizzatore di spettro è l'andamento con la frequenza della potenza (quindi del modulo al quadrato) del segnale. Nel caso dell'OFDM, $X(f)$ è grosso modo costante con la frequenza, nel canale. Quindi il modulo $Y(f)$ varia come il modulo di $[1 + R \cdot X(f)]$. Ma quest'ultimo è sostanzialmente la somma di due vettori, di cui uno reale, unitario, e l'altro di modulo R , che ruota con f .

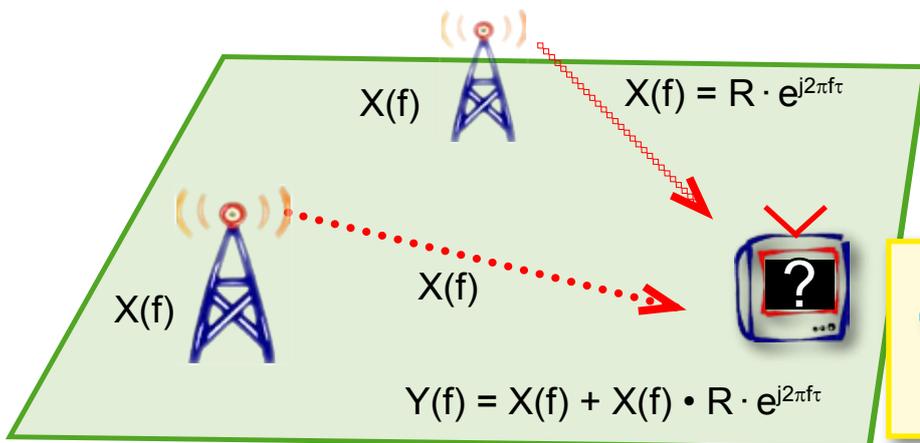


Fig. 11a

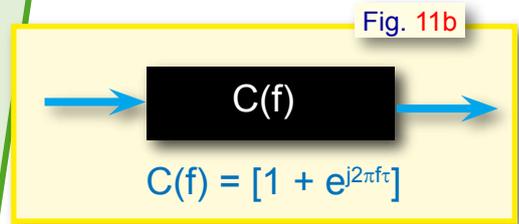


Fig. 11b

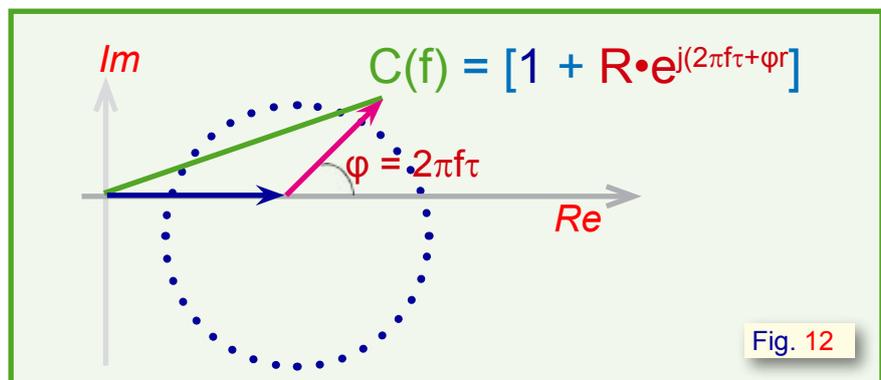


Fig. 12

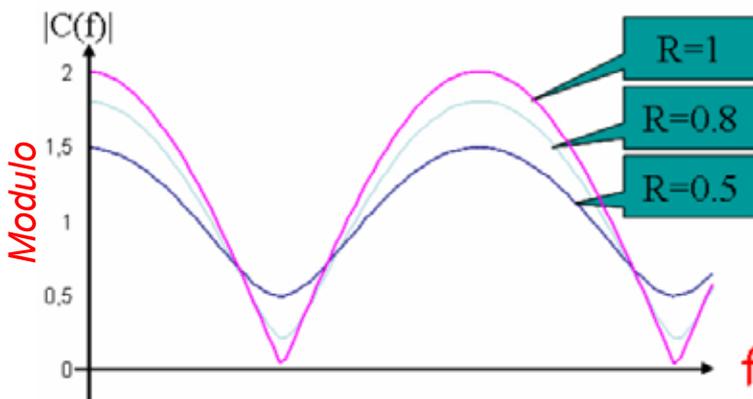


Fig. 13

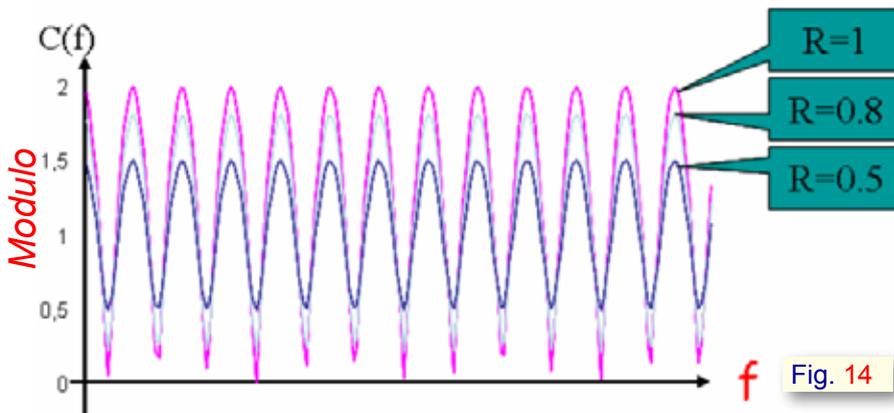


Fig. 14

E' facile visualizzare che il modulo di $[1 + R \cdot X(f) e^{j2\pi f\tau}]$, cioè la lunghezza del vettore verde in figura 12, sale e scende al crescere di f . All'aumentare del parametro τ la velocità di crescita dell'argomento dell'esponenziale aumenta, e quindi la frequenza dell'ondulazione. Da R dipende la profondità dell'ondulazione. Nelle figure 13 e 14 le ordinate sono in scala lineare. Usando l'analizzatore di spettro le stesse curve risultano un po' più pronunciate dalla scala logaritmica.