



**SAPIENZA**  
UNIVERSITÀ DI ROMA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELLE COMUNICAZIONI

Tesi di Laurea Magistrale

**Miglioramento della copertura LTE  
indoor mediante tecniche per il riutilizzo  
dell'impianto di ricezione del segnale  
televisivo terrestre**

**Laureando**

Roberto Bianchi

**Relatore**

Prof.ssa M.G. Di Benedetto

**Correlatore**

Ing. Pietro Obino  
Telecom Italia S.p.A

Anno Accademico 2011/2012

*Ai miei genitori  
che mi hanno dato la possibilità di intraprendere questo  
percorso.*

*A mia sorella, ai parenti, agli amici  
che hanno saputo ascoltare i miei discorsi da  
"Ingegnere".*

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>1</b>
<b>1 Long Term Evolution</b>	<b>5</b>
1.1 Trama LTE e Physical Resource Block . . . . .	6
1.2 Sistemi multi antenna MIMO e MRC . . . . .	8
1.3 Downlink, uplink e canali di controllo . . . . .	9
1.3.1 Canali, reference signals e segnali di sincronismo downlink . . . . .	11
1.3.2 Canali, reference signals e segnali di sincronismo uplink	13
1.4 Codifica di canale . . . . .	13
1.5 Misure e simulazioni . . . . .	16
<b>2 LTE e impianti DVB-T</b>	<b>18</b>
2.1 Impianti TV centralizzati . . . . .	19
2.2 Interferenza LTE nell'impianto TV . . . . .	32
2.2.1 Filtro Offel . . . . .	38
2.2.2 Filtro Mitan . . . . .	40
2.2.3 Filtro Fracarro . . . . .	42
2.2.4 Filtro Aurel . . . . .	44
2.2.5 Misure . . . . .	47
2.2.6 Conclusioni . . . . .	58
<b>3 Riutilizzo dell'impianto TV</b>	<b>59</b>
3.1 Analisi delle caratteristiche degli impianti TV . . . . .	62
3.1.1 Caratterizzazione partitore . . . . .	64
3.1.2 Caratterizzazione derivatore . . . . .	68
3.1.3 Caratterizzazione cavo coassiale . . . . .	75
3.1.4 Caratterizzazione impianto completo . . . . .	76

3.1.5	Considerazioni . . . . .	78
<b>4</b>	<b>Soluzioni</b>	<b>82</b>
4.1	La soluzione “LAN su coassiale” . . . . .	84
4.2	La soluzione “Repeater analogico” . . . . .	92
4.2.1	Connettività ai terminali . . . . .	103
4.3	La soluzione “Rigeneratore numerico” . . . . .	106
4.4	Connettività terminali tramite Femto Cella . . . . .	114
<b>5</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>116</b>
<b>A</b>	<b>OFDM</b>	<b>120</b>
A.1	Realizzazione di un modem OFDM . . . . .	123
<b>B</b>	<b>Codice simulazioni</b>	<b>126</b>
B.1	Generatore segnale LTE . . . . .	126
B.2	Rigeneratore LTE . . . . .	129
B.3	Demodulatore LTE . . . . .	131
B.4	Esempio di simulatore . . . . .	135
	<b>Bibliografia</b>	<b>140</b>

# Elenco delle figure

1.1	LTE Physical Resource Block . . . . .	7
1.2	LTE Guadagno di diversità . . . . .	8
1.3	LTE Simboli di riferimento MIMO 2 x 2 . . . . .	10
1.4	LTE Downlink Channels 20 MHz 4 antenne . . . . .	12
1.5	LTE Uplink Channels 20 MHz . . . . .	14
1.6	Spettro LTE simulato . . . . .	16
1.7	Spettro LTE misurato . . . . .	17
1.8	Test throughput . . . . .	17
2.1	Antenna Yagi-Uda VHF . . . . .	21
2.2	Antenna Biconica VHF . . . . .	21
2.3	Antenna Log-Periodica . . . . .	22
2.4	Antenna Biconica UHF . . . . .	23
2.5	Antenna Sigma . . . . .	24
2.6	Antenna a riflettore parabolico . . . . .	25
2.7	Struttura cavo coassiale . . . . .	28
2.8	Specifiche cavi da interno . . . . .	30
2.9	Specifiche cavi da esterno . . . . .	31
2.10	Attenuazione di 100 m di cavo coassiale da 6.8 mm . . . . .	32
2.11	Banda 800 MHz . . . . .	32
2.12	Filtro Offel . . . . .	38
2.13	Caratterizzazione filtro Offel . . . . .	39
2.14	Filtro Mitan . . . . .	40
2.15	Caratterizzazione filtro Mitan . . . . .	41
2.16	Filtro Fracarro . . . . .	42
2.17	Caratterizzazione filtro Fracarro . . . . .	43
2.18	Filtro Aurel . . . . .	44
2.19	Caratterizzazione filtro Aurel . . . . .	45
2.20	Caratterizzazione filtro Aurel con amplificazione maggiore . . . . .	46

2.21	Amplificatore Fracarro J21B . . . . .	47
2.22	Analizzatore di spettro Rohde & Schwarz FSW 26 . . . . .	48
2.23	Analizzatore di spettro Rover HD Flash . . . . .	48
2.24	Situazione canali DVB-T prima dell'iniezione dell'LTE . . . . .	49
2.25	Il segnale LTE "Interferente" . . . . .	52
2.26	Mux Rai + LTE senza (a) e con (b) il filtro . . . . .	56
2.27	Mux Mediaset + LTE senza (a) e con (b) il filtro . . . . .	57
3.1	Partitore . . . . .	64
3.2	Caratterizzazione partitore caricato . . . . .	66
3.3	Caratterizzazione partitore non caricato . . . . .	67
3.4	Derivatori . . . . .	68
3.5	Caratterizzazione derivatore 1 uscita derivata da -10 dB adattato . . . . .	69
3.6	Caratterizzazione derivatore 1 uscita derivata da -10 dB . . . . .	70
3.7	Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -10 dB adattato . . . . .	71
3.8	Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -10 dB . . . . .	72
3.9	Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -20 dB adattato . . . . .	73
3.10	Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -20 dB . . . . .	74
3.11	Attenuazione di 100 m di cavo coassiale da 6.8 mm . . . . .	75
3.12	Connettore installato in modo scorretto . . . . .	76
3.13	Caratterizzazione cavo di figura 3.12 . . . . .	77
3.14	Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo corretto . . . . .	79
3.15	Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo scorretto . . . . .	80
3.16	Caratterizzazione impianto TV 10 m connettori installati in modo scorretto . . . . .	81
4.1	Bande utilizzate nel cavo coassiale . . . . .	85
4.2	Caso 3 . . . . .	86
4.3	Powerline su coassiale . . . . .	87
4.4	Powerline su impianto TV . . . . .	88
4.5	Spettro Powerline su coassiale . . . . .	89
4.6	Spettro Powerline su impianto TV . . . . .	89
4.7	Repeater Analogico downlink . . . . .	94
4.8	Repeater Analogico uplink . . . . .	94
4.9	Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo scorretto . . . . .	99

4.10	H(f) impianto TV simulata . . . . .	100
4.11	Costellazione sottoportanti non distorte . . . . .	101
4.12	Costellazione sottoportanti distorte . . . . .	102
4.13	Costellazione relativa a tutte le sottoportanti OFDM distorte da H(f) con ripple 2.5 dB . . . . .	103
4.14	Costellazione relativa a tutte le sottoportanti OFDM distorte da H(f) con ripple 2 dB . . . . .	104
4.15	Repeater Analogico downlink senza modem . . . . .	105
4.16	Repeater Analogico uplink senza modem . . . . .	105
4.17	LTE 15 MHz rimodulato in 9 MHz . . . . .	107
4.18	Rigeneratore Numerico downlink . . . . .	108
4.19	Rigeneratore Numerico uplink . . . . .	109
4.20	Rigeneratore Numerico downlink con modem classico . . . . .	111
4.21	Rigeneratore Numerico uplink con modem classico . . . . .	112
4.22	LTE Downlink Channels 20 MHz 4 antenne . . . . .	113
4.23	Home NodeB Femto Cella . . . . .	115
A.1	Distorsione in banda larga (linee verticali rosse) e in banda stretta (linee verticali nere) . . . . .	121
A.2	Banda di un segnale OFDM, con $f_N$ sono indicate le portanti non modulate . . . . .	123
A.3	Modulatore OFDM banda base . . . . .	125
A.4	Ricevitore OFDM . . . . .	125

# Elenco delle tabelle

1.1	LTE Bande di lavoro . . . . .	6
1.2	LTE Codifica Adattativa . . . . .	15
2.1	Bande Radio/Video Diffusione . . . . .	20
2.2	Canali 57-69 DVB-T . . . . .	37
2.3	Parametri di qualità dei canali DVB-T prima dell'iniezione dell'LTE . . . . .	51
2.4	Parametri di qualità dei canali DVB-T dopo l'iniezione dell'LTE	54
2.5	Parametri di qualità dei canali DVB-T dopo l'iniezione del- l'LTE con filtro a monte dell'amplificatore . . . . .	55

# Simbologia

Di seguito è riportata la simbologia usata nel testo, principalmente negli schemi a blocchi.

$s(t)$	Segnale analogico generato localmente
$r(t)$	Segnale analogico ricevuto da un'antenna o da un cavo
$\bar{x}(t)$ o $\underline{x}(t)$	Inviluppo complesso (banda base) del segnale a RF $x(t)$
$c[k]$	Sequenza di bit non codificati
$c[n]$	Sequenza di bit dopo codifica di canale
$s^*(t)$	Segnale analogico generato e distorto localmente
$r^*(t)$	Segnale distorto dal ricevitore
$\bar{x}^*(t)$ o $\underline{x}^*(t)$	Inviluppo complesso distorto localmente
$c^*[k]$	Sequenza di bit che potrebbe differire da $c[k]$ a causa del BER
$c^*[n]$	Sequenza di bit che potrebbe differire da $c[n]$ a causa del BER

N.B: In alcuni schemi potrebbe essere presente un segnale analogico in un blocco di elaborazione numerica. In quel caso il segnale è da intendersi convertito in digitale prima dell'ingresso in quel blocco. La scelta di questa notazione vuole sottolineare che quella che oggi è un'elaborazione numerica concettualmente nasce come un'elaborazione analogica del segnale  $x(t)$  e dunque la sua digitalizzazione ha il solo scopo di permetterne l'elaborazione e non ha nulla a che vedere con la conversione in digitale di un segnale (ad esempio vocale) necessaria per la sua trasmissione numerica.

# Abstract

*Il 2012 è stato l'anno del passaggio al digitale terrestre (Digital Video Broadcasting Terrestrial: DVB-T). Poiché con questa tecnica il numero di canali TV disponibili è notevolmente aumentato, dal 2013 una porzione di banda (790 - 862 MHz detta banda 800 MHz) verrà ceduta al sistema di telefonia mobile di quarta generazione: LTE. Questa scelta comporterà la necessità di un intervento sugli attuali impianti TV, in quanto quest'ultimi continueranno a ricevere la banda 800 MHz. Il sorgere di questo tipo di problema però ha messo in luce un aspetto finora mai considerato. Dato che il segnale LTE in banda 800 MHz può a tutti gli effetti transitare nell'impianto TV, perché non sfruttare questo aspetto per implementare un sistema che consenta di utilizzare l'impianto per una migliore ricezione del segnale LTE indoor? È questo lo scopo fondamentale del nostro lavoro.*

*Seppure l'idea di fondo possa sembrare molto banale, questo approccio porta tutta una serie di problematiche, a partire dalla gestione dell'uplink, in quanto l'impianto TV è progettato solo per la trasmissione dall'antenna alla presa d'utente. Anche il MIMO è un problema non da poco, perché chiaramente su un cavo non si può fare una trasmissione in diversità. Per tutti questi motivi, vedremo che un sistema che preveda il solo transito nella discesa di antenna TV del segnale LTE a 800 MHz, seppure con i dovuti accorgimenti non è molto performante. C'è bisogno dunque di modificare il segnale LTE in qualche modo. Vedremo che si può agire sia sul segnale radio (analogico) che sul bit stream. Entrambe le soluzioni permettono l'uso del MIMO e l'estensione del sistema anche alle altre bande (1800 MHz e 2600 MHz). La prima soluzione però necessita di altri accorgimenti per la gestione dell'amplificazione, mentre la seconda invece semplifica la fase di amplificazione e consente un controllo maggiore del sistema, tuttavia l'implementazione è più complessa perché prevede la demodulazione e la rimodulazione completa del segnale.*

*Esiste anche una soluzione molto più semplice che prevede l'installazione di un classico modem LTE sul tetto e la distribuzione del segnale Ethernet tramite l'impianto TV.*

# Introduzione

**N**egli ultimi 20 anni la telefonia cellulare si è diffusa a macchia d'olio, in particolare ultimamente gli utenti iniziano a sfruttare la rete mobile anche per l'accesso a Internet. Il traffico sta aumentando esponenzialmente e gli operatori stanno cercando di aumentare la copertura, anche indoor.

L'UMTS rappresenta la terza generazione di telefonia cellulare e, a differenza del suo predecessore (GSM), nato solo per il traffico voce, prevede anche traffico dati a banda larga. In realtà prima dell'UMTS sono nate alcune evoluzioni del GSM note con il nome di GPRS e EDGE che hanno aggiunto l'accesso ad Internet alla seconda generazione cellulare, tuttavia parliamo di velocità di trasmissione massime dell'ordine delle centinaia di Kbps, contro le decine di Mbps dell'UMTS.

Come vedremo nel prossimo capitolo, l'UMTS presenta tutta una serie di problematiche, che hanno portato alla creazione di una quarta generazione di telefonia cellulare: Long Term Evolution, LTE.

Questo nuovo sistema prevede l'uso di tre bande centrate intorno a 800 MHz, 1800 MHz e 2600 MHz. La presenza della banda a 800 MHz è un grande vantaggio perché, come ben noto, all'aumentare della lunghezza d'onda (la lunghezza d'onda  $\lambda$  è inversamente proporzionale alla frequenza) migliorano le caratteristiche di propagazione. Infatti, dall'equazione di Friis sappiamo che l'attenuazione di spazio libero è pari a:

$$A_{FS} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \quad (1)$$

dove  $R$  rappresenta la distanza dalla sorgente. Inoltre c'è da aggiungere che maggiore è la lunghezza d'onda, migliore è l'interazione con gli ostacoli.

In Italia la banda 800 MHz è attualmente licenziata per la diffusione del segnale televisivo. Tuttavia dal 2013 una porzione di questa banda, in particolare quella compresa tra 790 MHz e 862 MHz verrà ceduta all'LTE. Questo passaggio rappresenta un problema serio per gli attuali impianti

TV che dal prossimo anno continueranno a ricevere la banda tra 790 MHz e 862 MHz, trovando però un segnale con caratteristiche diverse da quello per il quale sono stati progettati. Questa problematica verrà affrontata nel dettaglio nel capitolo 2, è stata però accennata in questo paragrafo perché è un punto fondamentale del lavoro di tesi.

L'idea di fondo nasce proprio dalla banda 800 MHz che se vogliamo rappresenta un legame tra il DVB-T e l'LTE. Abbiamo pensato che se da un lato il passaggio di questa banda all'LTE rappresentava un problema per gli impianti DVB-T, dall'altro poteva rappresentare un vantaggio per l'LTE. Infatti se questo segnale può transitare nella discesa di antenna dell'impianto di distribuzione del segnale televisivo, allora, ammesso di riuscire in qualche modo a risolvere il problema dell'interferenza sopra citato (vedremo come nel capitolo 2), si può pensare di sfruttare questa realtà per migliorare la copertura LTE in ambiente indoor.

Capita spesso di entrare in un edificio e ritrovarsi il cellulare senza copertura, nonostante fuori ci sia un segnale molto forte. È vero che con la trasmissione in banda 800 MHz questo problema sarà parzialmente risolto, tuttavia se pensiamo che l'LTE nasce soprattutto per il traffico dati, trovarsi un segnale fortemente attenuato dalle pareti dell'edificio, seppure sufficiente per telefonare, porterebbe ad una forte riduzione della velocità di trasmissione dati. Allora si può pensare di prelevare il segnale dove è più forte, cioè fuori dall'edificio e portarlo all'interno tramite il cavo coassiale già steso per la distribuzione del segnale TV.

Il metodo più semplice è senza dubbio mettere un vero e proprio modem LTE sul tetto e modulare il segnale Ethernet per farlo transitare sul cavo coassiale. Questa soluzione sembra molto semplice e in effetti lo è, anche perché esistono dei dispositivi (nati per altri scopi) in grado di modulare e demodulare l'Ethernet per farlo transitare su cavo, tuttavia implementata così senza altri accorgimenti presenta tutta una serie di problematiche che vedremo porteranno all'utilizzo di questa soluzione solo in casi particolari.

Un metodo più elegante allora potrebbe essere quello di far transitare il segnale LTE a 800 MHz nell'impianto TV amplificandolo, ma senza modificarlo in nessun modo. Vedremo però che non è possibile sfruttare l'amplificatore TV perché innanzitutto funziona solo per la tratta in discesa, secondo perché c'è bisogno di un controllo del guadagno per evitare la spiacevole situazione in cui il segnale venga amplificato troppo e il terminale possa cadere in errore pensando di avere la stazione radio base vicina. Infine non dimentichiamo che la presenza del segnale LTE potrebbe addirittura mandare in saturazione l'amplificatore TV (cfr capitolo 2).

Risolto questo problema c'è da notare che una soluzione del genere però non consente di sfruttare tutte le potenzialità dell'LTE. Infatti, come

vedremo nel capitolo 1, l'LTE prevede l'uso della tecnica multi antenna MIMO (Multiple Input Multiple Output). Il MIMO si basa sulla possibilità di trasmettere  $M$  flussi diversi (per aumentare il bitrate), o lo stesso flusso  $M$  volte (per aumentare l'affidabilità), su  $M$  antenne e riceverlo su  $N$ . Se opportunamente codificati, in ricezione è possibile separare i vari flussi, in quanto la trasmissione da diverse antenne fa sì che ogni flusso subisca una distorsione per multipath differente. Nel nostro sistema questo rappresenta un problema, perché ammesso anche di montare  $N$  antenne, i segnali ricevuti poi andrebbero trasmessi sullo stesso cavo e dunque il ricevitore non sarebbe più in grado di separarli. Per questo motivo in questo modo il sistema dovrebbe essere forzato a lavorare in modalità SISO (Single Input Single Output), così facendo però si ridurrebbe fortemente il throughput. Bisogna quindi introdurre la possibilità di lavorare in MIMO.

Per fare ciò è necessario traslare su una banda differente i segnali provenienti dalle varie antenne. Con questo approccio allora si può estendere il funzionamento del sistema anche alle altre bande LTE (1800 MHz e 2600 MHz) semplicemente traslandole in banda 800 MHz. Il problema sostanziale sta nel fatto che così facendo si va ad utilizzare più banda di quanta sia effettivamente utilizzata in aria. Se si pensa che questo sistema dovrebbe essere multioperatore, ci si rende conto che la banda sul cavo coassiale potrebbe non essere sufficiente. Si può vedere che la banda libera è quella che va da 790 MHz a 950 MHz, quindi 160 MHz.

In Italia quattro operatori possiedono le licenze LTE, dunque a ognuno spetterebbero 40 MHz lordi perché bisogna tenere conto anche delle bande di guardia. Comunque se volessimo implementare un MIMO 2x2 avremmo bisogno di 20 MHz (è la massima larghezza di banda consentita in LTE) per antenna in downlink e altrettanti in uplink, dunque 80 MHz più bande di guardia. In realtà vedremo che pochissimi impianti hanno la banda sopra i 950 MHz occupata, quindi se per un momento tralasciamo quei casi non dovrebbero esserci problemi. Rimane però il problema di implementare un amplificatore con controllo automatico del guadagno e di non poter gestire il BER sulla tratta su cavo coassiale, perché non è possibile aumentare la potenza a piacere.

Si può pensare allora di demodulare completamente il segnale e rimodularlo per trasmetterlo sul coassiale. A questo punto, poiché la decisione sul bit è stata fatta sul tetto, si può trasmettere con una potenza "arbitraria" per minimizzare il BER. Possiamo pensare anche di rimodulare i bit con un formato più efficiente in banda per far entrare il segnale nei 160 MHz sopra citati.

Il testo è così organizzato: Nel capitolo 1 è illustrato lo standard LTE. Nel capitolo 2 vengono illustrati gli impianti TV centralizzati ed è trattato il

problema dell'interferenza con l'LTE. Nel capitolo 3 viene analizzato un impianto TV ed i suoi singoli componenti dal punto di vista della risposta in frequenza. Questa caratterizzazione è necessaria per capire il tipo di distorsione introdotta dall'impianto TV e come può essere fronteggiata. Infine nel capitolo 4 sono illustrate nel dettaglio le tre soluzioni per realizzare il sistema oggetto della tesi, il tutto completato da misure e simulazioni su Matlab.

Il lavoro è stato svolto a titolo di tirocinio presso Telecom Italia S.p.A. e si è avvalso della collaborazione di (in ordine alfabetico):

- Aurel Microelectronics S.p.A che ha dato supporto per le misure sugli impianti TV;
- Fracarro Radioindustrie S.p.A che ha contribuito alla formazione sulle tematiche riguardanti gli impianti TV;
- Neat S.r.l. che ha dato supporto riguardo la prima soluzione (modem sul tetto);
- Nokia Siemens Networks S.p.A che ha dato supporto per la configurazione dei nodi LTE;
- Rohde & Schwarz S.p.A e RO.VE.R Laboratories S.p.A che hanno messo a disposizione gli strumenti di misura.

# Capitolo 1

## Long Term Evolution

La quarta generazione di telefonia cellulare, sviluppata da 3GPP, prende il nome di Long Term Evolution (LTE). In particolare in questo capitolo verrà illustrato principalmente lo strato fisico di questo nuovo standard.

Da questo punto di vista le differenze con il predecessore UMTS sono sostanziali. L'UMTS infatti sfrutta il sistema di accesso a divisione di codice (CDMA) portandosi dietro tutti i problemi di questa tecnologia. Come ben noto, l'accesso multiplo a divisione di codice implementato nell'UMTS, dove i terminali non sono sincroni, dà luogo a interferenza multi utente, in quanto i codici di spreading sono ortogonali soltanto nel caso sincrono. Questo tipo di interferenza rende il CDMA un sistema inefficiente in banda, in quanto il numero di utenti teorici allocabili nella banda di lavoro deve essere di gran lunga ridotto per tenere bassa l'interferenza. Inoltre essendo per natura a banda larga, le distorsioni introdotte dal canale (multipath) non possono essere trascurate (cfr appendice A), tuttavia la possibilità dell'uso del ricevitore Rake come equalizzatore ha consentito la diffusione dell'UMTS come standard per la telefonia mobile di terza generazione.

Negli ultimi anni però, grazie alla scoperta della nuova tecnologia OFDM, le cose sono cambiate. ADSL, DVB-TV utilizzano questa tecnica con ottimi risultati. I dettagli sull'OFDM sono riportati in appendice A. Per il momento possiamo giustificare la sua maggior robustezza alle distorsioni del canale ragionando sul fatto che la trasmissione di ogni simbolo della costellazione avviene su una portante diversa, con una banda molto inferiore a quella dell'intero segnale. Se la banda è sufficientemente piccola, il canale può essere considerato non selettivo in frequenza. Il sistema potrebbe dunque benissimo fare a meno dell'equalizzazione, tuttavia nel caso dovesse essere necessaria, sarebbe comunque un'operazione nettamente più semplice rispetto ad una trasmissione singola portante.

Passiamo dunque all’LTE. Come anticipato, l’intera banda disponibile è divisa in sottoportanti spaziate di 15 kHz. Le bande LTE vanno da 1.4 MHz a 20 MHz. La velocità massima di trasmissione è di circa 100 Mbps in downlink e 50 Mbps in uplink, ma si prevedono già evoluzioni che porteranno addirittura a superare il Gbps. La tabella 1.1 mostra il numero di portanti modulate per ogni larghezza di banda possibile, inoltre è riportato anche il numero totale di sottoportanti disponibili, in quanto per tenere basso il livello di potenza fuori banda, non tutte le portanti possono essere modulate (cfr appendice A).

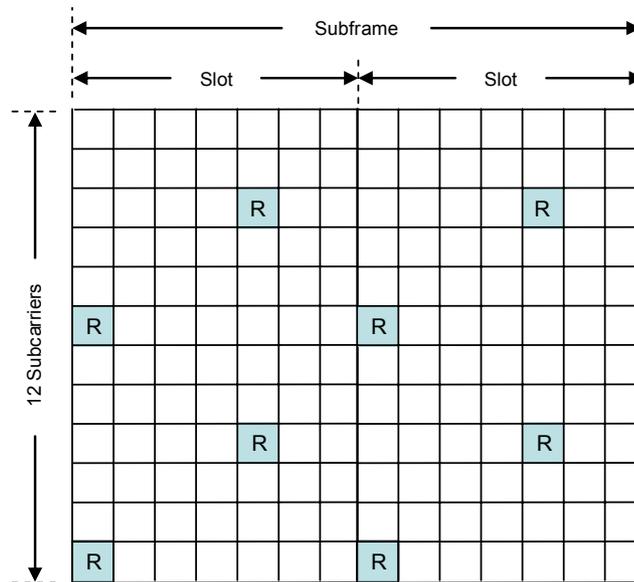
Banda (MHz)	1.4	3.0	5.0	10.0	15.0	20.0
Sottoportanti modulate	72	180	300	600	900	1200
Sottoportanti totali	128	256	512	1024	1536	2048

Tabella 1.1: LTE Bande di lavoro

## 1.1 Trama LTE e Physical Resource Block

Nell’LTE la trasmissione avviene per trame di durata 10 ms divise in 10 sottotrame composte da 2 slot di 0.5 ms. Il duplexing può essere effettuato sia nel dominio del tempo (TDD) che della frequenza (FDD). La seguente descrizione si riferisce principalmente alla modalità FDD (maggiormente utilizzata in Italia), tuttavia per la TDD l’unica differenza sta nel fatto che la trama è organizzata in modo tale da permettere la distinzione degli slot dedicati all’uplink da quelli dedicati al downlink. In ogni slot possono essere trasmessi 6 o 7 blocchi OFDM. L’elemento più piccolo di risorsa allocabile al singolo utente prende il nome di *Physical Resource Block* (PRB) ed è composto di 12 sottoportanti ( $15 \cdot 12 = 180$  kHz) che l’utente può utilizzare durante uno slot a periodicità di trama. In realtà nella trama successiva l’utente potrebbe essere allocato in uno slot diverso e su altre 12 sottoportanti.

Il singolo quadratino della PRB di figura 1.1 prende il nome di *Resource Element* (RE) e rappresenta un solo simbolo M-QAM (in un blocco OFDM viene trasmesso un simbolo per ogni portante). I formati di modulazione possibili sono QPSK, 16-QAM e 64-QAM e sono scelti in funzione del mezzo trasmissivo. Ovviamente la modulazione 64-QAM è utilizzata solo nel caso migliore, cioè quando il collegamento presenta un buon rapporto segnale - rumore, tuttavia ricordiamo che ogni portante potrebbe avere un rapporto segnale rumore diverso, quindi in linea di principio si potrebbe



**Fig. 1.1: LTE Physical Resource Block**

adottare una dimensione della costellazione diversa per ogni sottoportante. Questo non succede nell' LTE perché il canale viene equalizzato mediante un controllo di potenza in modo tale da cercare di avere rapporti segnale rumore uguali per tutte le sottoportanti. L'equalizzazione avviene grazie a dei simboli di riferimento trasmessi ogni sei sottoportanti nel primo e nel quinto blocco OFDM di ogni slot, come da figura 1.1.

Rimane da definire il tempo di guardia. In realtà è già stato definito in modo implicito, infatti un blocco OFDM dura

$$\frac{1}{\Delta f} = \frac{1}{15 \cdot 10^{-3}} = 66.67 \mu s$$

La durata di 6 blocchi è dunque  $400 \mu s$  mentre quella di 7 è  $466.67 \mu s$ . In entrambi i casi la trasmissione deve essere effettuata in uno slot di  $0.5 \text{ ms}$ , dunque il tempo di guardia sarà  $(0.5 - 0.4)/6 = 16.67 \mu s$  nel caso di 6 blocchi, analogamente sarà pari a  $4.76 \mu s$  nel caso di 7 blocchi. A seconda della durata della risposta impulsiva del canale si sceglie il tempo di guardia adeguato.

## 1.2 Sistemi multi antenna MIMO e MRC

L'uso di più antenne in ricezione e/o in trasmissione è una tecnica relativamente semplice da implementare, che però dà luogo a grandi benefici. Partiamo dal caso di due antenne in ricezione. Se opportunamente distanziate, la configurazione di cammini multipli che si crea nel percorso antenna trasmittente - antenna ricevente, sarà diversa per le due antenne. Questo significa che eventuali portanti molto attenuate in un percorso potrebbero non esserlo nell'altro e dunque la combinazione dei due segnali darebbe luogo senza dubbio al cosiddetto guadagno di diversità (figura 1.2).

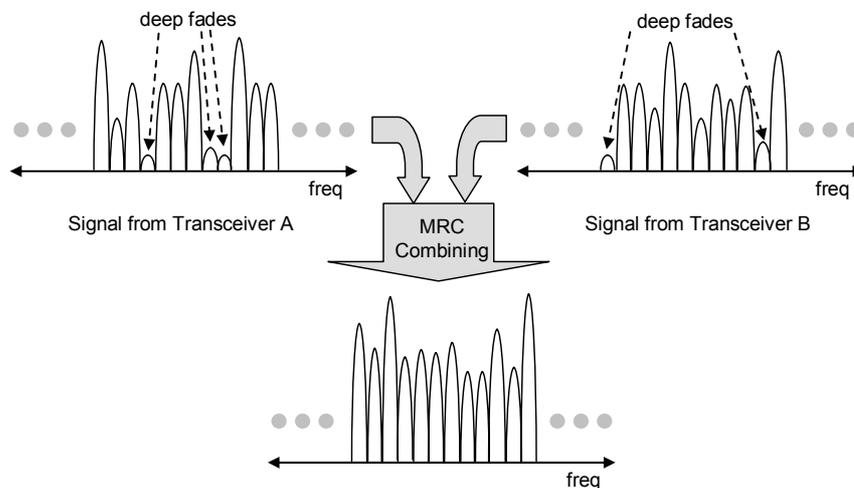


Fig. 1.2: LTE Guadagno di diversità

Questo sistema prende il nome di *Maximal Ratio Combining* (MRC). Il guadagno può ancora aumentare utilizzando più antenne anche in trasmissione. In questo caso parliamo di *Multiple Input Multiple Output* (MIMO). Le  $N$  antenne possono trasmettere lo stesso segnale per aumentare il guadagno, oppure trasmettere in parallelo più sequenze per aumentare il bitrate. Chiaramente la scelta dipende sempre dalla qualità del canale di comunicazione. In ogni caso il ricevitore deve poter distinguere le trasmissioni delle  $N$  antenne, ad esempio nel caso  $2 \times 2$  ogni antenna ricevente deve stimare due canali, per permettere questo, allora le due antenne trasmettenti trasmettono i simboli di riferimento in slot diversi, come da figura 1.3. Nell'LTE sono consentite le configurazioni  $1 \times 1$ ,  $2 \times 2$ ,  $3 \times 2$ ,  $4 \times 2$ , è già prevista però un'evoluzione dell'LTE che consente l'utilizzo del MIMO

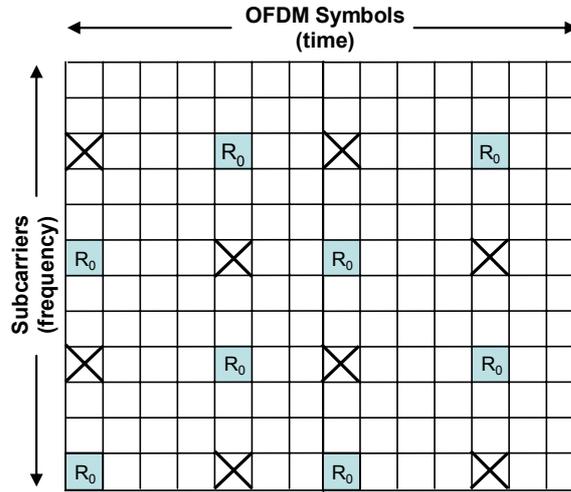
$4 \times 4$  in uplink e addirittura  $8 \times 8$  in downlink, raggiungendo un'efficienza spettrale di 30 bit/Hz con modulazione 64-QAM.

### 1.3 Downlink, uplink e canali di controllo

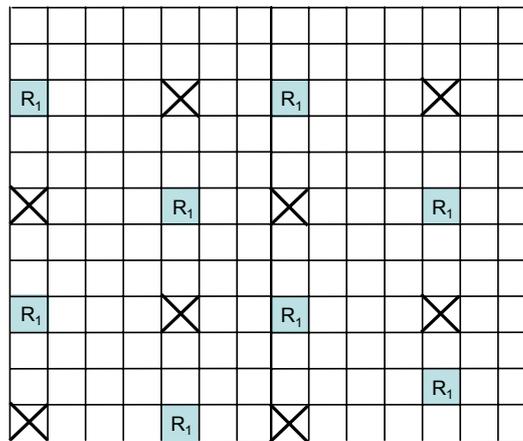
Finora abbiamo sempre parlato dei vantaggi dell'OFDM e abbiamo detto che è usata nell'LTE. In realtà l'OFDM (nel caso di tecnica di accesso si parla di OFDMA) è usata solo in downlink. Il motivo è legato all'alto rapporto picco - media che presenta il segnale modulato. Questo si traduce in un problema dal punto di vista dell'amplificazione. Chiaramente un segnale con un'elevata dinamica non permette di sfruttare al massimo (dal punto di vista di efficienza energetica) gli amplificatori. Questo non rappresenta una grande limitazione nelle stazioni radio base<sup>1</sup> perché collegate alla rete elettrica, tuttavia è un serio problema per i terminali mobili (User Equipment, da ora UE) perché alimentati a batterie. Per questo motivo per l'uplink si è scelto un sistema di accesso multiplo denominato *Single Carrier Frequency Division Multiple Access* (SC FDMA). Seppure il nome potrebbe far pensare ad una classica tecnica singola portante a divisione di frequenza, in realtà è molto simile all'OFDM. Sappiamo che un blocco OFDM dura  $66,67\mu s$  (al netto del tempo di guardia) e trasporta N simboli in parallelo (tutti di durata  $66,67\mu s$  ma su portanti diverse). Nell'SC-FDMA gli N simboli vengono messi in serie e dunque la trasmissione di ogni simbolo dura N volte in meno rispetto all'OFDM, a questo punto si fa una DFT a M punti (tanti quante sono le sottoportanti assegnate all'utente, ovviamente considerando anche il prefisso ciclico) e ogni punto della DFT andrà a modulare una sottoportante diversa. Si aggiunge il prefisso ciclico e si va avanti con lo stesso procedimento di un modulatore OFDM. A conti fatti quindi si sta trasmettendo un simbolo in un N-esimo del tempo e su tutta la banda assegnata, proprio come per un modem singola portante, però in realtà il simbolo è rappresentato dai campioni della DFT che sono trasmessi a tutti gli effetti tramite un modulatore OFDM, quindi si conservano tutti i vantaggi di quel tipo di modulazione, sommati a quelli del sistema FDMA riguardo la dinamica nel dominio del tempo. Il rovescio della medaglia è uno spettro non più bianco (lo spettro dei segnali OFDM è abbastanza piatto in banda) e un aumento di complessità del modem (il trasmettitore deve fare una DFT in più e il ricevitore l'operazione inversa IDFT). Da notare che ovviamente il ricevitore dell'UE deve amplificare il segnale OFDM ricevuto

---

<sup>1</sup>L'unità ricetrasmittente che copre una cella della rete mobile prende il nome di Base Transceiver Station (BTS). In realtà questo è vero per il GSM, perché nell'UMTS prende il nome di Node B. Nell'LTE si parla invece di Evolved Node B (eNodeB)



Antenna 0



Antenna 1

Fig. 1.3: LTE Simboli di riferimento MIMO 2 x 2

dall'eNodeB, però in quel caso non siamo di fronte ad un amplificatore di potenza come quello del trasmettitore che fornisce in uscita 23 dBm (UE) e 56-64 dBm (eNodeB).

Gli schemi a blocchi del modem OFDM sono riportati in appendice A.

### 1.3.1 Canali, reference signals e segnali di sincronismo downlink

Sono definiti diversi canali, tra cui i quattro principali:

1. Physical Downlink Shared Channel (PDSCH)
2. Physical Downlink Control Channel (PDCCH)
3. Physical Broadcast Control Channel (PBCH)
4. Physical Control Format Indicator Channel (PCFICH)

Il PDSCH è il canale dati. Quanto detto finora riguardo i vari formati di modulazione e sistemi multi antenna per aumentare il bitrate riguardano questo canale.

Il PDCCH è il canale utilizzato per le informazioni di controllo riguardo il terminale utente. Tramite questo canale i terminali mobili (UE) ottengono le informazioni relative all'allocazione delle risorse. Predilige l'affidabilità alla velocità, per questo usa solo la modulazione QPSK. Le informazioni relative a questo canale sono mappate nei primi tre blocchi OFDM del primo slot di un subframe.

Il PBCH è il canale utilizzato per inviare in broadcast informazioni di sistema ai terminali mobili, come l'identificatore della cella (cell ID) e i parametri per il controllo d'accesso. Anche questo canale predilige l'affidabilità alla velocità ed usa dunque solo la modulazione QPSK. Viene trasmesso in quattro blocchi OFDM nelle 72 sottoportanti centrali.

Il PCFICH è il canale utilizzato per informare i terminali mobili su quanti simboli OFDM verranno utilizzati per il canale PDCCH all'interno di un subframe (da 1 a 3 simboli). Come per gli altri canali di controllo, la modulazione è QPSK.

Per quanto riguarda i reference signals (RS), sono quelli visti in figura 1.1 e servono per la stima della risposta impulsiva del canale. Conosciamo già

la mappatura nel PRB, dobbiamo solo aggiungere che ogni eNodeB ha il suo RS e sono ottenuti come prodotto tra una sequenza ortogonale ed una pseudo random. Ne esistono 510.

Per quanto riguarda i segnali di sincronismo ne esistono due tipi: Primari (P-SS e secondari S-SS). I P-SS servono per la sincronizzazione a livello di subframe mentre i S-SS servono per quella al livello di frame. Derivano da sequenze di Zadhoff-Chu e sono trasmessi nelle 72 sottoportanti centrali, nel sesto (S-SS) e settimo (P-SS) blocco OFDM degli slot 0 e 10. Una sequenza di Zadhoff-Chu è una particolare sequenza le cui rotazioni cicliche danno luogo a sequenze ortogonali se lo shift è maggiore dello spread del ritardo per multipath.



Fig. 1.4: LTE Downlink Channels 20 MHz 4 antennae

### 1.3.2 Canali, reference signals e segnali di sincronismo uplink

Sono definiti diversi tipi di canali, tra cui i due principali:

1. Physical Uplink Shared Channel (PUSCH)
2. Physical Uplink Control Channel (PUCCH)

Il PUSCH è il canale dati. Come già accennato i formati di modulazione possibili sono QPSK, 16-QAM e 64-QAM con tecnica SC-FDMA. Le risorse sono assegnate dall'eNodeB tramite il PDCCH e sono sempre multipli del PRB.

Il PUCCH è il canale di controllo. È trasmesso con tecnica frequency hopping e mai insieme al canale dati. Trasporta le informazioni di qualità del canale e i riscontri per la rivelazione d'errore. Il frequency hopping garantisce una maggiore immunità alle interferenze.

Per quanto riguarda i reference signals, in uplink prendono il nome di "Demodulation Reference Signals". Servono per la demodulazione e la stima del canale e ne esiste uno associato al canale PUSCH (D-RS-PUSCH) e uno associato al PUCCH (D-RS-PUCCH). Infine esiste un altro segnale di riferimento che serve per la stima della qualità del canale e prende il nome di "Soundin Reference Signal".

Rimane da definire la procedura di accesso. Durante la procedura di ricerca cella, l'UE invia un preambolo detto *Random Access Preamble* che deriva anch'esso da una sequenza di Zadhoff-Chu ed è trasmesso tramite un blocco di 72 sottoportanti adiacenti. Nel caso di richiesta di accesso accettata, l'eNodeB risponde all'UE comunicandogli su quale risorse può effettuare la trasmissione.

## 1.4 Codifica di canale

Nell'LTE la codifica di canale è di tipo adattativo. La qualità del canale (in termini di rapporto segnale - rumore) viene monitorata ed è assegnato un indicatore di qualità: Channel Quality Indicator (CQI). In base al CQI viene scelto il formato di modulazione e il rate di codifica. La tabella 1.2 riporta i vari formati di modulazione e rate di codifica in funzione del CQI. Come possiamo notare, nel caso migliore è previsto un codice con rate 0.93 e una modulazione 64-QAM in quanto non è necessaria un'elevata efficienza in potenza.

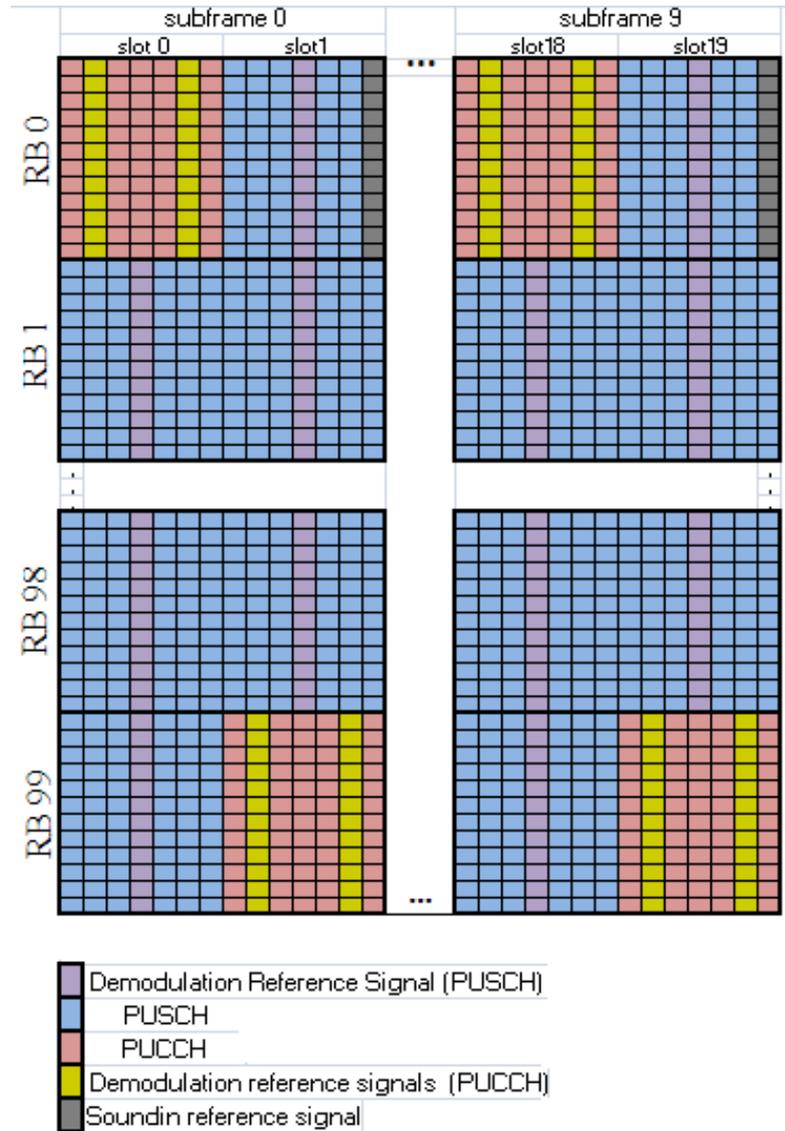


Fig. 1.5: LTE Uplink Channels 20 MHz

CQI	Modulazione	Code Rate
1	QPSK	0.076
2	QPSK	0.12
3	QPSK	0.19
4	QPSK	0.3
5	QPSK	0.44
6	QPSK	0.59
7	16-QAM	0.37
8	16-QAM	0.48
9	16-QAM	0.6
10	64-QAM	0.45
11	64-QAM	0.55
12	64-QAM	0.65
13	64-QAM	0.75
14	64-QAM	0.85
15	64-QAM	0.93

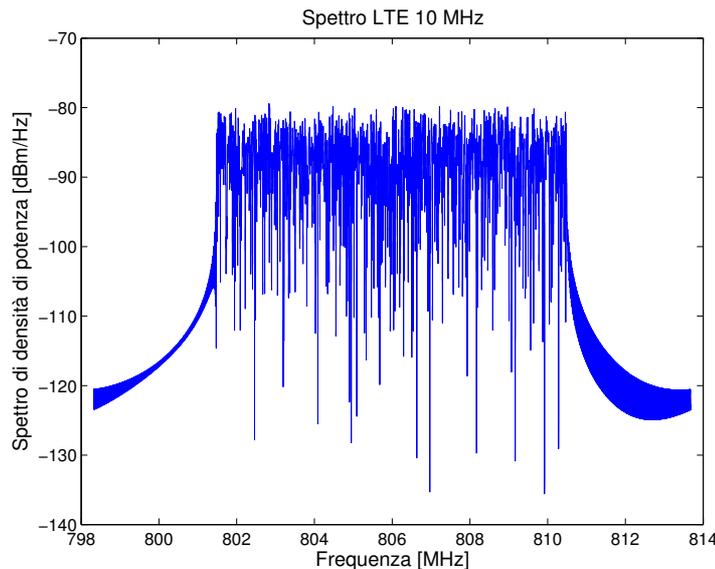
**Tabella 1.2: LTE Codifica Adattativa**

Finora non abbiamo ancora parlato del tipo di codifica utilizzata. Date le altissime prestazioni dei turbo codici, molto prossime al limite di Shannon, per l'LTE è stato scelto proprio questo tipo di codifica. In realtà il turbo codice è utilizzato solo per il canale dati, per i canali di controllo invece viene usato un codice convoluzionale semplice perché, data la breve lunghezza (intesa come numero di bit) di questi canali, il turbo codice potrebbe risultare inefficiente per via della tecnica di interleaving utilizzata al suo interno.

Oltre alla codifica convoluzionale (sia semplice che turbo) utilizzata per la correzione d'errore, esiste un'altra codifica più esterna, a blocchi, utilizzata per la rivelazione d'errore. La rivelazione è possibile grazie all'aggiunta di un campo CRC che contiene i bit di parità del pacchetto da trasmettere. Questo sistema prende il nome di HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest) perché prevede oltre alla correzione d'errore, anche l'eventuale ritrasmissione dei pacchetti rivelati errati. Il ricevitore trasmette un pacchetto di Acknowledge (ACK) per segnalare la ricezione senza errori, oppure un Not Acknowledge (NACK) per comunicare di aver ricevuto un pacchetto corrotto da errori.

## 1.5 Misure e simulazioni

In questo paragrafo riportiamo una misura dello spettro del segnale LTE da 10 MHz effettuata tramite l'analizzatore di spettro Rohde & Schwarz FSW-26 e lo stesso spettro simulato in Matlab.



**Fig. 1.6: Spettro LTE simulato**

La figura 1.6 riporta appunto lo spettro LTE simulato in Matlab. Come possiamo vedere l'andamento è abbastanza piatto in banda e l'occupazione spettrale è effettivamente inferiore a 10 MHz. L'andamento è confermato anche dalla misura in figura 1.7. Nella 1.7 in realtà possiamo notare altre finestre oltre a quella dello spettro. Lo strumento infatti mostra anche altri parametri che analizzeremo più nel dettaglio nel prossimo capitolo. In questo momento è interessante osservare la costellazione. È evidente che siamo di fronte a una QPSK, infatti il canale sotto esame è proprio uno dei canali di controllo, nello specifico il PBCH.

Prima di concludere mostriamo anche una misura di throughput effettuata con un cellulare LTE. Il risultato in figura 1.8 mostra una velocità in downlink di poco più di 77 Mbps e quasi 30 Mbps in uplink. In risultato è molto soddisfacente se pensiamo che il limite è 100 Mbps ed è raggiungibile solo in buone condizioni di propagazione e di traffico, sotto copertura LTE di 20 MHz. La misura invece è stata effettuata sotto copertura LTE di 15 MHz.

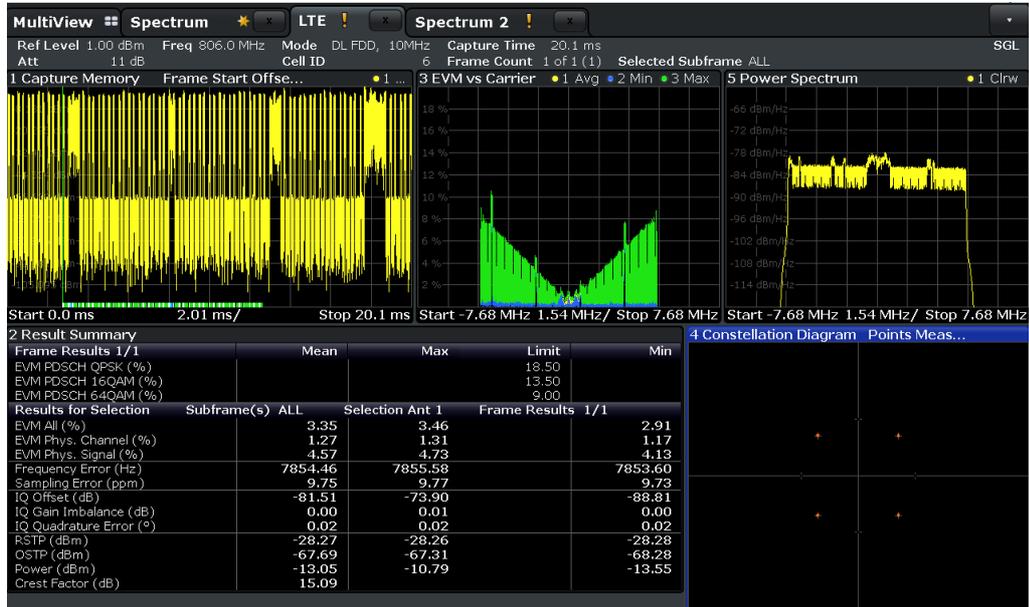


Fig. 1.7: Spettro LTE misurato



Fig. 1.8: Test throughput

## Capitolo 2

# LTE e impianti DVB-T

L'anno appena terminato ha visto concludersi il periodo di transizione verso il digitale terrestre. Chiunque possieda un televisore si sarà sicuramente imbattuto in questo sistema.

La differenza tra la nuova tecnologia di trasmissione e la precedente è sostanziale. Finora il segnale televisivo veniva trasmesso tramite modulazione in banda laterale vestigiale dei segnali di luminanza e crominanza. La banda (a RF) occupata dal solo segnale di luminanza è di 8 MHz. I segnali di crominanza sono inseriti nella parte alta della banda assegnata alla luminanza (dove lo spettro ha componenti poco significative). Allo stesso modo vengono inserite anche le portanti audio modulate di frequenza. La banda totale di un canale analogico è dunque 8 MHz.

A questo punto è interessante sapere se la banda di un segnale analogico è sufficiente per trasmetterne uno numerico. Supponiamo di avere una risoluzione di  $720 \times 576$  pixel. Ogni pixel ha bisogno delle informazioni sui tre colori principali RGB: Rosso (Red), Verde (Green), Blu (Blue) che possiamo rappresentare con 8 bit a colore (24 bit per pixel). Poiché vengono trasmessi 25 frame al secondo, abbiamo dunque  $720 \times 576 \times 25 \times 24 = 248.832$  Mbps. Ammesso di avere a disposizione filtri sagomatori passa basso ideali e trasmettere in 128-QAM (attualmente il formato di modulazione del DVB-T è 64-QAM), avremmo bisogno di una banda di  $248.832 / \log_2 128 = 35.547$  MHz. Un canale digitale occuperebbe più di quattro canali analogici.

Dato che lo spettro elettromagnetico è un bene più prezioso del petrolio (basti pensare che l'asta per l'assegnazione delle frequenze dedicate all'LTE ha fruttato circa 4 miliardi di Euro), per anni si è pensato di continuare a trasmettere in analogico, anche se le modulazioni numeriche erano oramai abbastanza mature.

La svolta avviene con la nascita delle moderne tecniche di codifica di sorgente, come MPEG-2 che sfruttando la ridondanza contenuta nei segnali video riescono ad ottenere un segnale di qualità standard con velocità binarie di 4.354 Mbps. Senza entrare troppo nel dettaglio, un segnale video possiede sia ridondanza spaziale, cioè all'interno di un frame pixel vicini trasportano informazioni molto simili, sia ridondanza temporale, cioè frame vicini trasportano immagini con differenze minime.

Il flusso di 4.354 Mbps non è finito, perché bisogna aggiungere la codifica di canale e il prefisso ciclico OFDM, comunque si riescono a trasmettere più canali all'interno dei 7 MHz del canale analogico. Per questo motivo il numero di canali, con il passaggio al digitale è notevolmente aumentato. Tra l'altro c'è da tenere in conto che prima ripetitori vicini dovevano trasmettere su frequenze diverse, ora invece possono trasmettere sulla stessa frequenza in quanto il sistema OFDM, grazie al prefisso ciclico è in grado di fronteggiare un'eventuale interferenza dovuta alle repliche del segnale ritardato. Questo fa aumentare ancora di più il numero di canali disponibili, dunque si è pensato di cedere alcune frequenze, in particolare quelle dei canali 61 - 69 (790 MHz - 862 MHz, la così detta banda 800 MHz) all'LTE. Questa scelta causerà non pochi problemi agli attuali impianti TV. Per comprendere il concetto, dobbiamo scendere un po' più nel dettaglio riguardo gli attuali impianti TV centralizzati.

## 2.1 Impianti TV centralizzati

Il primo elemento di un impianto TV è senza dubbio l'antenna. Possiamo considerare l'antenna un trasduttore tra il campo elettromagnetico che si propaga nello spazio libero e quello che si propaga in un mezzo guidante (per gli impianti TV è un cavo coassiale). Per il principio di reciprocità le caratteristiche dell'antenna in trasmissione sono le stesse anche in ricezione. Per questo motivo non distingueremo più tra antenna trasmittente e ricevente, tuttavia è opportuno ricordare che in un impianto TV l'antenna è utilizzata solo in ricezione.

Una delle caratteristiche principali di un'antenna è la direttività, o meglio la capacità di trasmettere/ricevere energia elettromagnetica in/da una particolare direzione piuttosto che un'altra. Il guadagno in direttività è espresso come rapporto tra la potenza irradiata in una direzione, rispetto a quella irradiata da un'antenna isotropica, cioè che trasmette ugual potenza in tutte le direzioni, a parità di potenza in ingresso. In un impianto TV è importante avere un'antenna molto direttiva, in modo da massimizzare la potenza ricevuta. Infatti, all'aumentare della direttività, aumenta il

guadagno nella direzione di massimo puntamento (e ovviamente diminuisce nelle altre direzioni) e dunque la potenza ricevuta. La direttività di un'antenna dipende dalla forma e dalle dimensioni rispetto alla lunghezza d'onda. Per questo motivo un altro parametro importante è la banda di lavoro.

La banda dedicata alla trasmissione dei programmi televisivi terrestri va da 47 MHz a 862 MHz, mentre quella per le trasmissioni satellitari va da 10700 MHz a 12750 MHz. La divisione delle varie bande è riportata nella seguente tabella

Banda I	da 47 MHz	a 68 MHz
Banda II (FM)	da 87 MHz	a 108 MHz
Banda III	da 174 MHz	a 230 MHz
Banda IV	da 470 MHz	a 606 MHz
Banda V	da 606 MHz	a 862 MHz
Banda Ku	da 10700 MHz	a 12750 MHz

**Tabella 2.1: Bande Radio/Video Diffusione**

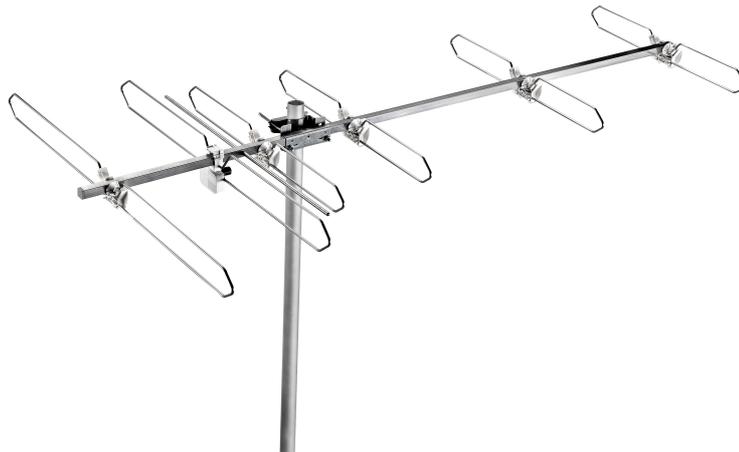
Le prime tre bande rientrano nella classificazione dell'IEEE nel range delle Very High Frequencies (VHF) mentre la quarta e la quinta appartengono alle Ultra High Frequencies (UHF).

Per la ricezione della banda VHF si usa l'antenna Yagi-Uda (in realtà solo per la terza banda, per la I e la II si usa la classica antenna a dipolo). È formata da un dipolo ripiegato (a semionda) alimentato, preceduto da un dipolo di dimensioni maggiori non alimentato che funziona da riflettore e seguito da dipoli non alimentati di dimensioni minori che funzionano da direttori. Il guadagno massimo è di circa 6-7 dBi, ma è possibile aumentarlo leggermente utilizzando elementi conici al posto di semplici dipoli (figure 2.1 e 2.2).

Per la ricezione della banda UHF si usano le antenne log-periodiche (figura 2.3). Sono formate da dipoli di dimensioni diverse, tutti alimentati. Ogni dipolo risuona ad una frequenza diversa in modo da avere un'antenna a banda larga. Se opportunamente dimensionate, le log-periodiche sono in grado di ricevere anche la banda VHF. Il guadagno massimo è di circa 9 dBi. Come per la banda VHF, anche in questo caso si possono ottenere guadagni maggiori con le antenne biconiche (figura 2.4). Sono formate da un riflettore a griglia ed elementi radianti conici. Hanno un guadagno di circa 15 dBi che è nettamente maggiore di quello delle log-periodiche

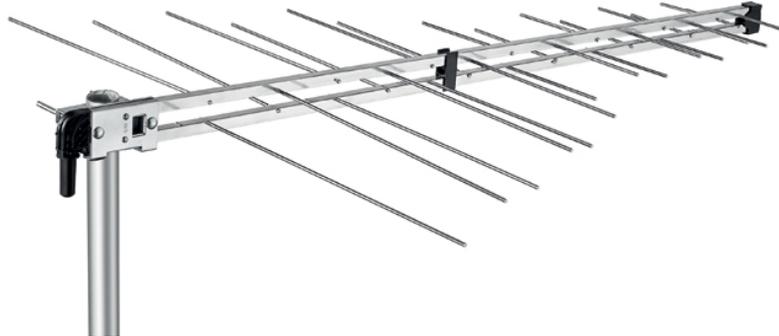


**Fig. 2.1: Antenna Yagi-Uda VHF**



**Fig. 2.2: Antenna Biconica VHF**

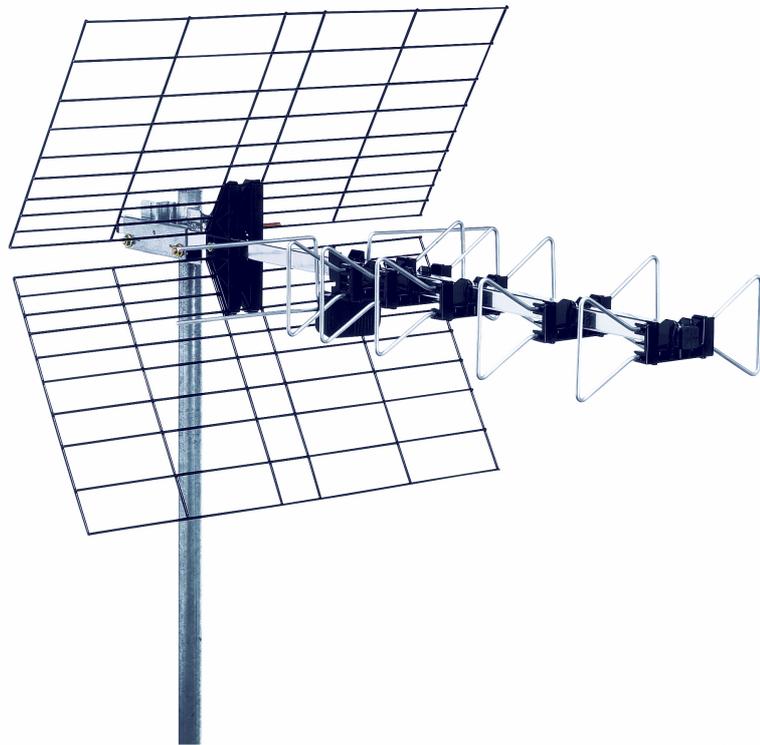
ma minore delle modernissime antenne Sigma, formate da un riflettore a griglia, un radiatore biconico e direttori circolari (figura 2.5).



**Fig. 2.3: Antenna Log-Periodica**

Infine per la ricezione della banda Ku si usano le antenne a riflettore parabolico formate da un illuminatore a tromba posto nel fuoco di un riflettore di forma parabolica come in figura 2.6.

Le antenne sono solitamente installate sullo stesso palo o comunque su pali adiacenti e collegate direttamente ad un miscelatore che combina i vari segnali in uno unico da trasmettere su cavo coassiale. Il miscelatore ovviamente deve avere perdite di inserzione minime. Non sempre il segnale proveniente dall'antenna parabolica (che è quello della TV satellitare) viene miscelato insieme al terrestre. In entrambi i casi è trasmesso su cavo coassiale (dedicato o condiviso con l'impianto terrestre) dopo una conversione in frequenza, in quanto il cavo coassiale non è grado di trasmettere la banda Ku.



**Fig. 2.4: Antenna Biconica UHF**



**Fig. 2.5: Antenna Sigma**



**Fig. 2.6: Antenna a riflettore parabolico**

A questo punto il segnale deve essere amplificato. Esistono amplificatori da palo e da interno. Il vantaggio di quelli da palo sta nel fatto che possono essere installati subito sotto il miscelatore in modo da minimizzare le perdite del cavo, ma hanno guadagno minore di quelli da interno. A tal proposito ricordiamo che è differente inserire un amplificatore prima o dopo un attenuatore (in questo caso l'attenuatore è il cavo coassiale) perchè nella cascata di N quadripoli di temperatura equivalente di rumore  $T_i$  e guadagno  $G_i$ , la temperatura di rumore complessiva è pari a:

$$T_{comp} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_N}{\prod_{i=1}^{N-1} G_i} \quad (2.1)$$

Per questo motivo il guadagno del primo stadio domina sulla potenza di rumore. Un eventuale linea di trasmissione prima dell'amplificatore, avrebbe il duplice inconveniente di attenuare il segnale ed aumentare la potenza di rumore. Gli amplificatori da interno di alta qualità consentono anche di avere un guadagno crescente linearmente con la frequenza con pendenza regolabile, in modo da fornire una sorta di equalizzazione del cavo. Vedremo infatti che l'attenuazione del cavo coassiale aumenta all'aumentare della frequenza, dunque i canali a frequenze maggiori sono più attenuati di quelli a frequenze minori. Infine in un impianto spesso si parla di centralini piuttosto che amplificatori. Il centralino non è altro che un amplificatore con all'interno un miscelatore.

Comunque, a prescindere dalla natura, gli amplificatori per impianti TV sono a banda larga, cioè amplificano tutti i canali ricevuti dall'antenna. Per questo motivo non possono lavorare troppo vicino la saturazione, in quanto eventuali distorsioni causerebbero l'intermodulazione dei vari canali. Il livello massimo di uscita dipende perciò dal numero di canali amplificati ed è pari al valore massimo più 7 dB meno 3 dB per ogni raddoppio dei canali, partendo da 0 dB per 2 canali. Valori tipici del livello massimo di uscita per gli amplificatori da palo sono 108 - 112 dB $\mu$ V e 117 - 124 dB $\mu$ V per quelli da interno.

È in questo contesto che si inserisce il problema dell'LTE. Prendiamo ad esempio un amplificatore da palo con 112 dB $\mu$ V di livello di uscita massimo. Consideriamo 32 canali, dunque il livello effettivo di uscita è  $112 + 7 - 3 \cdot (\log_2(32) - 1) = 112 + 7 - 12 = 107$  dB $\mu$ V. Un valore tipico di amplificazione è 32 dB, dunque il segnale in ingresso non deve superare mai i  $107 - 32 = 75$  dB $\mu$ V che corrisponde a -33.75 dBm<sup>1</sup>. Per i segnali tele-

1

$$P = \frac{V^2}{R} \Rightarrow P_{mW} \cdot 10^{-3} = \frac{(V_{\mu V} \cdot 10^{-6})^2}{R} \Rightarrow P_{dBm} = V_{dB\mu V} - 10 \log_{10}(R \cdot 10^9)$$

visivi non ci sono problemi, tuttavia ricordiamo che dal 2013 i canali nella banda 790 - 862 MHz saranno assegnati all'LTE, ma l'amplificatore della TV continuerà ad amplificarli. Un livello di potenza maggiore di -33.75 dBm in antenna è abbastanza probabile se consideriamo che l'eNodeB trasmette anche 56-64 dBm e solitamente le antenne sono installate proprio sui tetti delle case. Nella sezione successiva vedremo le conseguenze dal punto di vista della qualità percepita dall'utente e analizzeremo le possibili soluzioni per risolvere il problema.

Il segnale in uscita dall'amplificatore deve essere distribuito alle varie prese. Un impianto a norma prevede un livello in presa compreso tra 74 e 45 dB $\mu$ V, anche se è sconsigliato uscire dal range 55 - 65 dB $\mu$ V. Per questo scopo esistono tre dispositivi:

1. partitori;
2. derivatori;
3. prese passanti.

I partitori sono dispositivi ad un ingresso e N uscite. Dividono la potenza in parti uguali tra le varie uscite. In realtà ci sono anche delle perdite di inserzione e l'isolamento non è perfetto tra le varie uscite ma è circa 30 dB. A causa del sistema costruttivo e del loro basso livello di disaccoppiamento, non devono essere collegati direttamente alle prese. Nel caso in cui alcune uscite del partitore siano inutilizzate, devono essere chiuse su un carico di 75  $\Omega$  (impedenza caratteristica del cavo coassiale e dell'antenna) per evitare riflessioni sulla linea.

I derivatori si dividono in derivatori di linea e d'utente. Quelli di linea prelevano una parte del segnale (valori tipici del segnale sull'uscita derivata sono -10 dB, -14dB, -18dB, -20dB rispetto al segnale d'ingresso) per servire altre zone dell'impianto oppure i derivatori d'utente.

I derivatori d'utente invece si comportano come partitori ad N uscite con un alto isolamento e attenuazione non necessariamente pari a  $10 \log_{10} N$  dB.

Infine, le prese passanti sono a tutti gli effetti dei derivatori con l'uscita derivata collegata direttamente alla presa TV. L'uscita non derivata invece

---

Poiché l'impedenza di un cavo coassiale per impianti TV è di 75  $\Omega$ , allora:

$$P_{dBm} = V_{dB\mu V} - 108.75$$

può essere utilizzata per servire un'altra presa passante, semplice o un derivatore. Anche le prese passanti si dividono in base all'attenuazione sull'uscita derivata. Nel caso di più prese derivate in cascata l'ultima deve essere chiusa su un carico di  $75 \Omega$  oppure deve essere una presa semplice.

Nella progettazione di un impianto è comunque sempre consigliato l'utilizzo di derivatori piuttosto che prese passanti, in quanto è difficile riuscire ad avere livelli uguali in tutte le prese. Tuttavia nel caso di prese vicine l'installazione delle prese passanti è senza dubbio più pratica rispetto all'installazione di prese semplici con derivatore.

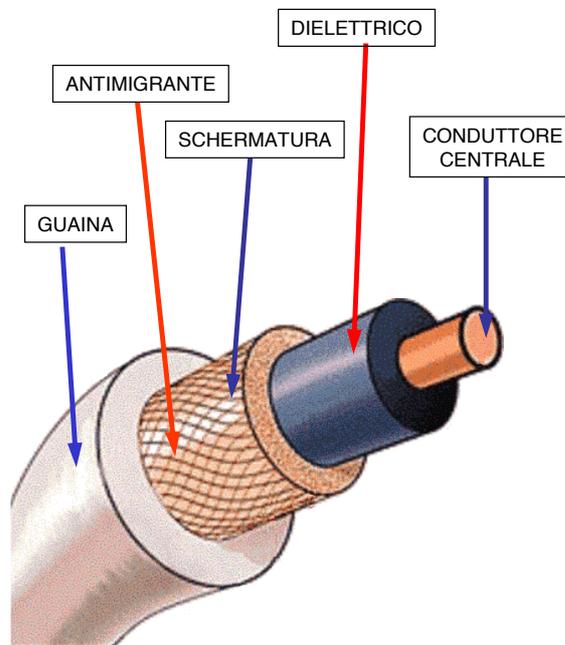


Fig. 2.7: Struttura cavo coassiale

Rimane da considerare solo il cavo coassiale. È una guida d'onda formata da un conduttore centrale che porta il segnale, rivestito di un materiale dielettrico isolante. Intorno al dielettrico è presente una schermatura formata da un nastro metallico e fili in rame (Cu), bronzo (CuSn) o alluminio (Al), che ha il compito di proteggere dalle interferenze esterne. È importante la protezione dalle interferenze perché il cavo può accoppiarsi con il campo elettromagnetico e produrre effetti indesiderati. Un esempio è proprio il caso del segnale LTE, infatti, ammesso che in qualche modo si riesca a risolvere il problema della ricezione della banda 800 MHz in antenna,

resterebbe comunque il pericolo di accoppiamento del segnale LTE con il cavo coassiale. A seconda della qualità della schermatura, i cavi si dividono in classe A e B. I cavi di classe B hanno un'efficienza di schermatura di 75 dB, vale a dire che un segnale interferente esterno al cavo viene attenuato di 75 dB. Quelli di classe A invece hanno un'efficienza di schermatura di 85 dB. Per efficienze maggiori si parla anche di classe A+. La schermatura è protetta da una pellicola di poliestere antimigrante (il materiale usato è quasi esclusivamente il PET, che è la stessa plastica usata per la vendita dell'acqua minerale) per proteggere il rame dall'ossidazione, infine il tutto è rivestito da una guaina (figura 2.7). La guaina è spesso realizzata in PVC, anche se in ambienti pubblici è obbligatorio l'uso dell'LSZH che è un materiale che in caso di incendio produce una quantità molto bassa di fumi tossici. Nel caso in cui il cavo debba essere installato all'esterno, per la guaina è preferibile usare il Polietilene (PE) che protegge il cavo dagli agenti atmosferici meglio rispetto al PVC. Senza entrare troppo nello specifico, il PVC è un tipo di materiale plastico usato spesso per le tubazioni di casa perché resiste bene all'acqua e al fuoco, il PE invece è la plastica più famosa del mondo che resiste bene all'acqua e agli altri agenti atmosferici, tuttavia il fumo prodotto dalla sua bruciatura è tossico e dunque si preferisce non usare questo materiale all'interno degli edifici.

Esistono diversi tipi di cavi coassiali a seconda del materiale e delle dimensioni del conduttore. In particolare, minore è il diametro del conduttore, maggiore è l'attenuazione. I cavi più diffusi hanno un diametro esterno (di tutto il cavo) di 6.8 mm e attenuano 1.5 dB ogni 100 m a 5 MHz. È opportuno specificare la frequenza perché come già anticipato, l'attenuazione aumenta all'aumentare della frequenza. Chiaramente il cavo da 6.8 mm non è l'unico in commercio, ne esistono molti altri di diverse dimensioni.

La figura 2.8 mostra le specifiche dei cavi da interno più diffusi, mentre la 2.9 mostra quelle dei cavi da esterno. È interessante notare che l'efficienza di schermatura aumenta con la frequenza. In realtà non è l'efficienza che aumenta ma l'attenuazione dei conduttori, quindi se per il segnale utile questo è uno svantaggio, per l'interferente invece è un grande vantaggio.

Conduttore Interno		Materiale	Cu	Cu	Ow	Cu	Ow	Cu	Cu
Ø mm	0.80		0.8	1.02	1.02	1.02	1.0	1.13	
Dielettrico		Materiale	PEE	PE	PE	PEE	PEE	PEE	PEE
Ø mm	3.5		3.5	4.5	4.7	4.6	4.7	4.85	
Schermo		Nastro	AL/PET/AL						
%	100%		100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%
		Treccia	CuSn	CuSn	CuSn	AL	CuSn	AL	CuSn
%	40%		40%	64.5%	40%	64.5%	30%	35%	
		Nastro							
%									
Foglio Antimigrante		Materiale	PET						
Guaina Esterna		Materiale	PVC Bianco	LSZH	LSZH	LSZH	PVC Bianco	PVC Bianco	PVC Bianco
Ø mm	5		5	6.9	6.7	6.9	6.7	6.8	
Caratteristiche Elettriche									
Impedenza @ 200MHz	Ohm		75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3
Capacità	pF/m		52	52	52	52	52	52	53
Velocità di Propagazione			84%	84%	84%	84%	84%	84%	85%
Min. raggio di curvatura	mm		35	35	35	35	35	35	35
Attenuazione @ 20°C dB/100mt									
MHz	5		2.0	3.0	3.0	1.6	2.1	1.6	1.5
MHz	50		5.9	5.9	5.9	4.6	5.1	4.6	4.3
MHz	200		11.3	12	9.5	9	9.5	9.0	8.4
MHz	470		17.6	18	15.4	14.5	-	14.5	13.6
MHz	800		23.3	23	20.6	18.6	20.6	18.6	17.2
MHz	1000		26.3	26.8	23.4	21.1	23.4	21.1	19.8
MHz	1350		30.8	31.5	25	25	25	25.0	23.3
MHz	1750		35.6	36.2	28.7	27.9	28.7	27.9	27.0
MHz	2150		40.0	40.4	31.7	31.7	31.7	31.7	30.6
MHz	2400		42.2	42.5	33.2	33.2	33.2	33.2	32.5
MHz	2700		45.2	45.2	35.3	35.8	35.3	35.8	35.0
Perdita di riflessione dB									
MHz	50-470		>28	>20	>28	>30	>30	>30	>29
MHz	470-862		>26	>18	>25	>25	>25	>25	>25
MHz	862-1750		>20	>16	>20	>20	>20	>20	>20
MHz	1750-2400		>20	-	>20	>20	>20	>20	>20
Efficienza di schermatura dB									
MHz	5-30		>65	>70	>65	>75	>65	>65	>65
MHz	30-1000		>80	>75	>75	>85	>75	>75	>80
MHz	1000-2150		>85	>75	>75	>85	>75	>80	>70
Conduttore Interno		Materiale	Cu						
Ø mm	1.0		1.0	1.13	1.13	1.13	1.63	1.7	
Dielettrico		Materiale	PEE	PEE	PEE	PEE	PE	PEE	PEE
Ø mm	4.7		4.7	4.8	4.8	4.8	7.2	7.2	
Schermo		Nastro	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL	Cu/PET	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL
%	100%		100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%
		Treccia	CuSn	CuSn	CuSn	Cu	CuSn	CuSn	CuSn
%	40%		40%	40%	40%	40%	64.5%	56%	
		Nastro			AL/PET				
%					100%				
Foglio Antimigrante		Materiale	PET						
Guaina Esterna		Materiale	PVC Bianco	PVC Bianco	PVC Bianco	PVC Bianco	LSZH	PVC Bianco	PVC Bianco
Ø mm	6.7		6.7	6.8	6.8	6.8	10.2	10.2	
Caratteristiche Elettriche									
Impedenza @ 200MHz	Ohm		75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3
Capacità	pF/m		52	52	52	52	52	52	52
Velocità di Propagazione			84%	85%	85%	85%	84%	85%	85%
Min. raggio di curvatura	mm		35	35	35	35	115	115	
Attenuazione @ 20°C dB/100mt									
MHz	5		1.6	1.3	1.3	1.2	0.8	0.8	
MHz	50		4.6	4.3	4.1	2.7	2.6	2.6	
MHz	200		9.0	8.4	8.0	6.5	5.4	5.4	
MHz	470		14.5	13.4	12.6	11.9	8.5	8.5	
MHz	800		18.6	17.2	16.8	16.7	11	11.0	
MHz	1000		21.1	19.5	18.9	18.9	12.9	12.9	
MHz	1350		25.0	23.0	22.3	22.5	15.2	15.2	
MHz	1750		27.9	26.2	25.5	26	17.6	17.6	
MHz	2150		31.7	29.5	28.7	29.3	19.8	19.8	
MHz	2400		33.2	31.9	30.4	31.2	21.5	21.5	
MHz	2700		35.8	33.0	32.8	33.2	23.2	23.2	
Perdita di riflessione dB									
MHz	50-470		>30	>30	>30	>30	>30	>30	>30
MHz	470-862		>25	>28	>28	>28	>28	>28	>28
MHz	862-1750		>20	>23	>25	>25	>23	>25	>25
MHz	1750-2400		>20	>23	>20	>20	>23	>18	
Efficienza di schermatura dB									
MHz	5-30		>75	>75	>85	>75	>80	>80	>80
MHz	30-1000		>85	>85	>95	>75	>85	>85	>85
MHz	1000-2150		>85	>85	>90	>85	>85	>85	>85

Fig. 2.8: Specifiche cavi da interno

Conduttore Interno	Materiale	Cu	Cu							
Ø mm		1.0	1.0	1.13	1.13	1.7	1.7	1.7	3.4	
Dieletrico	Materiale	PEE	PEE							
Ø mm		4.7	4.7	4.8	4.8	7.2	7.2	7.2	14.9	
Schermo	Nastro	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL	AL/PET/AL	Cu/PET/Cu	Cu	
	%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	100%	
	Treccia	CuSn	CuSn	CuSn	CuSn	CuSn	CuSn	Cu	Cu	
	%	30%	40%	40%	40%	56%	56%	60%	60%	
	Nastro				AL/PET					
	%				100%					
Foglio Antimigrante	Materiale	PET	PET	PET	PET					
Guaina Esterna	Materiale	PE Nero	PE Nero							
Ø mm		6.7	6.7	6.8	6.8	10.2	10.2	10.2	19.8	
<b>Caratteristiche Elettriche</b>										
Impedenza @ 200MHz	Ohm	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	75 ± 3	
Capacità	pF/m	52	52	52	52	52	53	53	53	
Velocità di Propagazione		84%	84%	85%	85%	85%	85%	84%	84%	
Min. raggio di curvatura	mm	35	35	35	35	115	115	200		
<b>Attenuazione @ 20°C dB/100mt</b>										
MHz	5	1.6	1.6	1.3	1.3	0.8	0.8	0.4		
MHz	50	4.6	4.6	4.3	4.1	2.6	2.5	1.2		
MHz	200	9.0	9.0	8.4	8.0	5.4	5.3	3.0		
MHz	470	14.5	14.5	13.4	12.6	8.5	8.4	4.2		
MHz	800	18.6	18.6	17.2	16.8	11.0	11.0	5.7		
MHz	1000	21.1	21.1	19.5	18.9	12.9	12.7	6.6		
MHz	1350	25.0	25.0	23.0	22.3	15.2	15.0	7.8		
MHz	1750	27.9	27.9	26.2	25.5	17.6	17.3	8.9		
MHz	2150	31.7	31.7	29.5	28.7	19.8	19.6	10.0		
MHz	2400	33.2	33.2	31.9	30.4	21.5	21.3	10.6		
MHz	2700	35.8	35.8	33.0	32.8	23.2	23.0	-		
<b>Perdita di riflessione dB</b>										
MHz	30-470	>30	>30	>30	>30	>30	>30	>26		
MHz	470-862	>25	>25	>28	>28	>28	>28	>22		
MHz	862-1750	>20	>20	>23	>25	>25	>25	>20		
MHz	1750-2400	>20	>20	>23	>20	>18	>18	>18		
<b>Efficienza di schermatura dB</b>										
MHz	10-30	>65	>75	>75	>85	>80	>80	>90		
MHz	30-1000	>75	>85	>85	>95	>85	>85	>100		
MHz	1000-2150	>80	>85	>85	>90	>85	>85	>100		

Fig. 2.9: Specifiche cavi da esterno

Per avere un'idea più precisa, l'attenuazione del cavo coassiale è stata misurata tramite un analizzatore di reti. Il cavo preso in considerazione è il classico 6.8 mm largamente usato dagli installatori di impianti tv. Il risultato è riportato in figura 2.10.

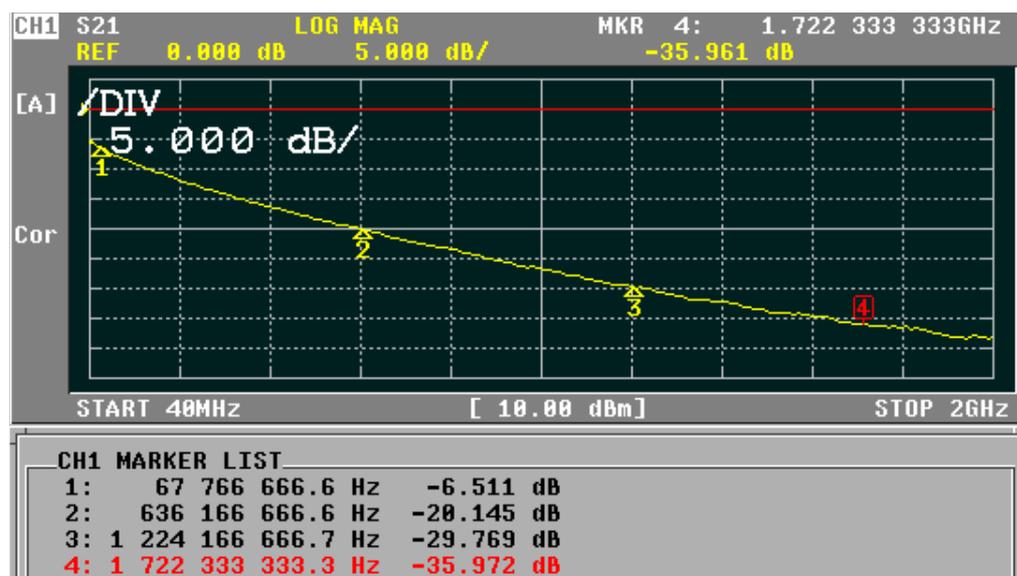


Fig. 2.10: Attenuazione di 100 m di cavo coassiale da 6.8 mm

## 2.2 Interferenza LTE nell'impianto TV

Più volte nel corso di questo testo si è parlato della banda 800 MHz dell'LTE. Questa banda è stata ricavata sottraendo 9 canali televisivi a quelli attuali, in particolare i canali dal 61 al 69 compresi nella banda 790 MHz - 862 MHz. La figura 2.11 mostra la nuova assegnazione delle frequenze precedentemente destinate alla diffusione del segnale televisivo.

790-791	791-796	796-801	801-806	806-811	811-816	816-821	821-832	832-837	837-842	842-847	847-852	852-857	857-862
Banda di guardia	Downlink						Duplex gap	Uplink					
1 MHz	30 MHz (6 blocchi da 5 MHz)						11 MHz	30 MHz (6 blocchi da 5 MHz)					

Fig. 2.11: Banda 800 MHz

Iniziamo subito a notare che le trasmissioni LTE iniziano da 791 MHz, mentre quelle DVB-T finiscono a 790 MHz, quindi c'è un solo MHz di banda di guardia. In realtà i due segnali OFDM (DVB-T e LTE) hanno una banda di guardia implicita all'interno perché non tutte le sottoportanti sono modulate, quindi un canale LTE o DVB-T può essere "attaccato" ad un altro limitando al minimo l'interferenza. Il problema in questo caso è un altro ed è legato all'amplificatore di testa dell'impianto di ricezione del segnale TV.

Come visto nei paragrafi precedenti questo amplificatore è a banda larga, cioè amplifica tutta la banda TV, compresa la banda 800 MHz. Quello che può succedere è che il segnale LTE sia più forte del DVB-T e dunque induca degli effetti di intermodulazione che generino delle armoniche fuori banda andando a disturbare gli altri canali televisivi. Abbiamo già calcolato che la potenza in ingresso ad un amplificatore TV non deve mai superare -33.75 dBm, se consideriamo che un eNodeB può arrivare a trasmettere anche 64 dBm e solitamente le sue antenne sono installate sui tetti delle case, ci rendiamo conto che non è poi così difficile superare quel valore.

Andiamo a vedere nel dettaglio cosa succede. Per non complicare troppo il problema supponiamo di poter modellizzare la caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore con lo sviluppo in serie di Taylor troncato al terzo ordine, dunque:

$$V_{out} = A_1 V_{in} + A_2 V_{in}^2 + A_3 V_{in}^3 \quad (2.2)$$

Se prendiamo come ingresso un segnale composto da solo due sinusoidi

$$V_{in} = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.3)$$

possiamo andare ad analizzare i singoli termini della (2.2)

$$A_1 V_{in} = A_1 (V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)) \quad (2.4)$$

$$A_2 V_{in}^2 = A_2 (V_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + V_2^2 \cos^2(\omega_2 t) + 2V_1 V_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t)) \quad (2.5)$$

$$A_3 V_{in}^3 = A_3 (V_1^3 \cos^3(\omega_1 t) + V_2^3 \cos^3(\omega_2 t) + 3V_1^2 V_2 \cos^2(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + 3V_1 V_2^2 \cos(\omega_1 t) \cos^2(\omega_2 t)) \quad (2.6)$$

La (2.4) rappresenta l'effetto di amplificazione voluto.

La (2.5) presenta dei termini quadrati e un prodotto di coseni. Ricordando che  $\cos^2(x) = 1/2(1 + \cos(2x))$  ci rendiamo conto che i termini quadrati possono essere tranquillamente filtrati perché rappresentano una componente continua ed una componente a frequenza doppia rispetto alla portante. Rimane il prodotto misto che possiamo riscrivere come

$$2V_1V_2\cos(\omega_1t)\cos(\omega_2t) = V_1V_2(\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_2 - \omega_1)t) \quad (2.7)$$

Anche in questo caso la somma è sicuramente fuori banda, in realtà anche la differenza perché ad esempio per l'LTE  $\omega_1 = 800$  MHz e  $\omega_2 = 820$  MHz, la differenza è 20 MHz che sicuramente è fuori banda. Quindi il termine del secondo ordine non porta contributi.

La (2.6) va analizzata più nel dettaglio. Analizziamo singolarmente i vari addendi in parentesi:

$$V_1^3\cos^3(\omega_1t) = V_1^3\left(\frac{1}{4}\cos(3\omega_1t) + \frac{3}{4}\cos(\omega_1t)\right) \quad (2.8)$$

$$V_2^3\cos^3(\omega_2t) = V_2^3\left(\frac{1}{4}\cos(3\omega_2t) + \frac{3}{4}\cos(\omega_2t)\right) \quad (2.9)$$

Anche questi due addendi non danno contributi in banda perché  $3\omega$  è sicuramente lontano, mentre l'altro termine si va a sommare sulla portante e dunque aumenta soltanto l'amplificazione e non porta distorsione. Diverso è il caso degli altri due addendi. Infatti:

$$\begin{aligned} 3V_1^2V_2\cos^2(\omega_1t)\cos(\omega_2t) &= \frac{3}{2}V_1^2V_2\cos(\omega_2t)(1 + \cos(2\omega_1t)) = \\ &= \frac{3}{2}V_1^2V_2\cos(\omega_2t) + \frac{3}{4}V_1^2V_2[\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_1 + \omega_2)t] \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} 3V_1V_2^2\cos(\omega_1t)\cos(\omega_2t)^2 &= \frac{3}{2}V_1V_2^2\cos(\omega_1t)(1 + \cos(2\omega_2t)) = \\ &= \frac{3}{2}V_1V_2^2\cos(\omega_1t) + \frac{3}{4}V_1V_2^2[\cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t] \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dalle (2.10) e (2.11) notiamo che c'è un termine che si somma alla portante e ne aumenta l'amplificazione, mentre dei due addendi in parentesi quadra, il secondo è fuori banda mentre il primo è dentro.

Se indichiamo con  $V_{out}^*$  l'uscita dell'amplificatore filtrata, abbiamo:

$$\begin{aligned}
 V_{out}^* = & (A_1 + \frac{3}{4}V_1^2 + \frac{3}{2}V_2^2)V_1\cos(\omega_1)t + \\
 & + (A_1 + \frac{3}{4}V_2^2 + \frac{3}{2}V_1^2)V_2\cos(\omega_2)t + \\
 & + \frac{3}{4}V_1^2V_2A_3\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \\
 & + \frac{3}{4}V_1V_2^2A_3\cos(2\omega_2 - \omega_1)t
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Se consideriamo il caso in cui  $V_1 = V_2 = V$  la (2.12) diventa

$$V_{out}^* = BV(\cos\omega_1t + \cos\omega_2t) + \frac{3}{2}A_3V^3[\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \tag{2.13}$$

È interessante notare che mentre il segnale utile cresce con  $V$ , quello interferente cresce con  $V^3$ . Ovviamente in un buon amplificatore  $A_1 \gg A_3$  e quindi questo fa sì che la potenza dell'interferente sia molto minore di quella del segnale utile, però all'aumentare della potenza di ingresso questa affermazione diventa sempre meno vera, ed è proprio il caso del DVB-T e dell'LTE.

Per risolvere questo problema dunque è necessario abbassare la potenza di ingresso nell'amplificatore nella banda 800 MHz mediante un filtro, bisogna però capire di quanto attenuare il segnale LTE prima dell'ingresso nell'amplificatore.

Nella peggiore delle ipotesi l'attenuazione tra antenna dell'eNodeB e quella dell'impianto TV è solo quella di spazio libero senza altre attenuazioni supplementari.

$$A_{dB}^{SL} = 32.4 + 20\log_{10}(f_{MHz}) + 20\log_{10}(D_{km}) \tag{2.14}$$

In realtà a questa attenuazione andrebbe sottratto il guadagno dell'antenna ricevente<sup>2</sup> però si possono verificare due casi:

1. L'antenna dell'impianto TV è puntata verso quella dell'eNodeB;
2. L'antenna dell'impianto TV è puntata altrove.

---

<sup>2</sup>Il guadagno dell'antenna trasmittente non va considerato perché i valori di potenza trasmessa sono sempre espressi in termini di EIRP, che indica il valore di potenza effettivamente misurabile in aria

Nel primo caso allora il guadagno è positivo e dunque l'attenuazione è minore, nel secondo caso invece il guadagno è negativo e dunque l'attenuazione è maggiore. Chiaramente avere l'antenna puntata verso quella dell'eNodeB è uno svantaggio. In alcuni casi però può in parte essere ridotto spostando leggermente l'antenna, accettando dunque di perdere qualche dB sul segnale televisivo ma far in modo di ricevere l'LTE in un lobo secondario.

Comunque ogni situazione andrebbe effettivamente analizzata singolarmente, tuttavia consideriamo il caso medio con  $G=0$  dB.

Anche l'ipotesi che l'eNodeB trasmetta 64 dBm è abbastanza irrealistica perché una cosa del genere succede solo in caso di massimo traffico e probabilmente accadrà solo la notte di Capodanno. In realtà i nodi LTE più diffusi in Italia trasmettono una potenza massima di circa 48 dBm, comunque cercando di simulare un worst case, supponiamo di trasmettere 60 dBm.

Supponiamo anche, per ragioni di spazio, che la distanza minima tra due palazzi sia di 50 m. Trascurando dunque gli effetti che un'antenna LTE montata su un palazzo provocherebbe all'impianto del palazzo stesso (in quanto sicuramente sarà posizionata più in alto dell'antenna TV e non sarà puntata verso il suo lobo principale), la potenza che vedrebbe l'antenna TV più vicina sarebbe attenuata di  $32.4 + 20\log_{10}(800) + 20\log_{10}(50/1000) \simeq 64$  dB, quindi  $P_r = -4$  dBm. Poiché abbiamo detto che la potenza massima in ingresso ad un amplificatore TV deve essere massimo -33.75 dBm, l'LTE deve essere attenuato di almeno 30 dB.

In questo contesto si pone il problema della banda di guardia di un solo MHz. È molto complesso e costoso realizzare un filtro analogico che sia in grado di passare da 0 dB a 30 dB di attenuazione in 1 MHz. Poiché il filtro molto probabilmente verrà pagato dall'utente, non si può pensare di seguire questo approccio. Per questo motivo sono stati creati dei filtri del costo di circa 20 € con prestazioni chiaramente peggiori di quelle ideali. Nei prossimi paragrafi andremo a caratterizzare quattro tipi di filtri e ad analizzare il comportamento all'interno dell'impianto.

Prima di andare avanti occorre osservare che il problema potrebbe essere causato anche dai terminali mobili e non solo dall'eNodeB, tuttavia dalla figura 2.11 notiamo che l'uplink è allocato oltre 832 MHz, dunque se il filtro è in grado di attenuare a sufficienza il segnale proveniente dall'eNodeB sicuramente riuscirà nel suo scopo per quello proveniente dal terminale mobile, sia perché trasmette molta meno potenza (massimo 23 dBm) sia perché a quella frequenza il filtro sicuramente attenuerà di più rispetto al limite con la banda passante. Un'altra osservazione da fare è che

l'LTE potrebbe accoppiarsi direttamente con il cavo coassiale e generare intermodulazione passando nell'amplificatore del decoder DVB-T. Questo caso però è automaticamente risolto se si è in grado di risolvere quello precedente, perché è sufficiente inserire un altro filtro prima del decoder.

Iniziamo dunque a caratterizzare i filtri LTE. Per la caratterizzazione è utile conoscere le frequenze relative ai vari canali DVB-T: tabella 2.2

Canale	Frequenza iniziale (MHz)
57	758
58	766
59	774
60	782
<b>61</b>	<b>790</b>
<b>62</b>	<b>798</b>
<b>63</b>	<b>806</b>
<b>64</b>	<b>814</b>
<b>65</b>	<b>822</b>
<b>66</b>	<b>830</b>
<b>67</b>	<b>838</b>
<b>68</b>	<b>846</b>
<b>69</b>	<b>854</b>

Tabella 2.2: Canali 57-69 DVB-T

### 2.2.1 Filtro Offel



Fig. 2.12: Filtro Offel

Come possiamo vedere dalla figura 2.12 abbiamo a che fare con un semplice filtro risonante a due celle. Il costruttore dichiara perdite in banda passante minori di 2 dB e attenuazione media in banda opaca di 15 dB che effettivamente sembrerebbe troppo bassa. Infatti dalla caratterizzazione di figura 2.13 notiamo che le perdite in banda passante sono quasi nulle e il filtro inizia a tagliare (-3 dB) a 790 MHz, dunque alla fine del canale 60. L'attenuazione arriva a 20 dB a circa 804 MHz, dunque i primi 13 MHz della banda LTE sono stati attenuati meno di 20 dB. L'attenuazione massima è circa 35 dB a 810 MHz (canale 64) valore dopo il quale diminuisce e torna a circa 25 dB.

Il filtro Offel dunque è un filtro estremamente semplice ed economico, tuttavia ha una banda di transizione troppo lunga e un'attenuazione in banda opaca non sufficiente a soddisfare il nostro obiettivo.

Ricordiamo che il nostro target (30 dB di attenuazione) è un caso estremo e nella pratica sarà quasi impossibile trovarsi di fronte una situazione del genere. Per questo motivo il filtro Offel potrebbe tranquillamente risolvere il problema dell'interferenza nella maggior parte degli impianti, lasciando fuori solo alcuni casi isolati.

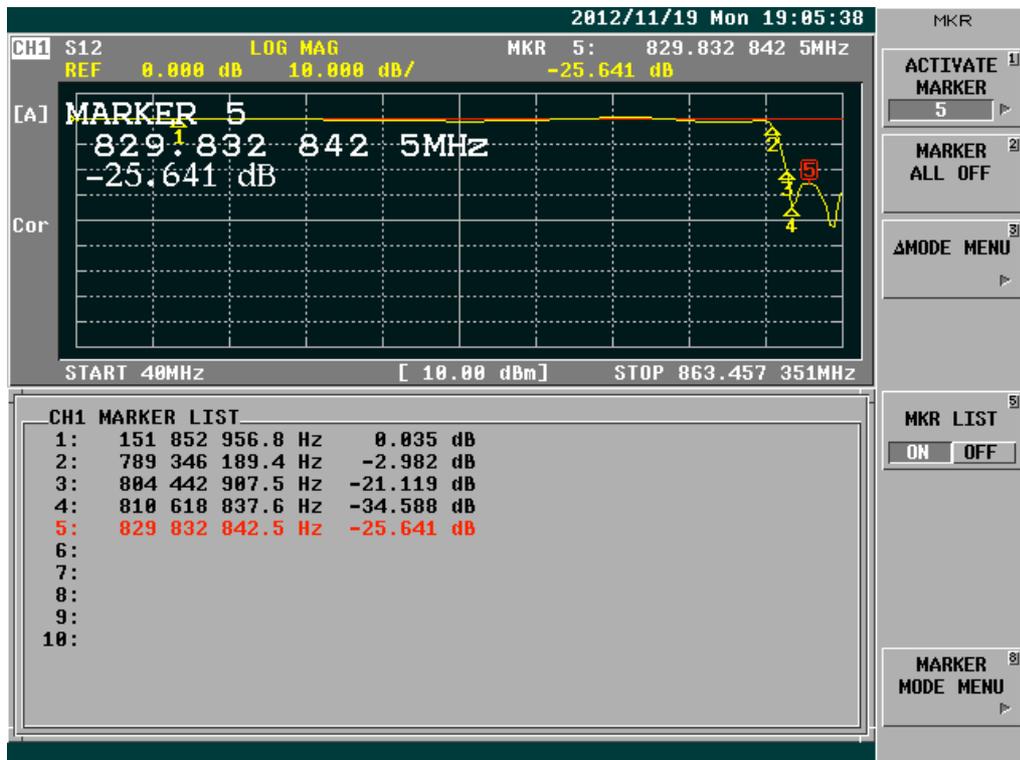


Fig. 2.13: Caratterizzazione filtro Offel



Fig. 2.14: Filtro Mitan

## 2.2.2 Filtro Mitan

Dalla figura 2.14 si può notare che il filtro Mitan è un LC risonante come il filtro Offel con l'unica differenza che non è a componenti discreti, ma SMD<sup>3</sup>. Dall'etichetta vediamo che non è un passa basso, ma un doppio passa banda che lascia passare solo le frequenze comprese tra 174 MHz e 230 MHz e tra 470 MHz e 790 MHz. Questo perché effettivamente quelle due sono le uniche bande che portano canali, le altre bande vedremo più avanti che sono utilizzate per altri scopi.

La caratterizzazione di figura 2.15 mostra che il filtro perde circa 3 dB in banda passante, perciò come riferimento per la frequenza di taglio a -3 dB prenderemo la frequenza dove il segnale è attenuato di 6 dB e non di 3 dB. Vediamo che nella prima banda queste frequenze sono 151 MHz e 251 MHz. Nella seconda banda il filtro inizia a tagliare (-6 dB) a 757 MHz, cioè sul canale 57 per arrivare ad attenuare 10 dB a 800 MHz, 20 dB a 810 MHz e 40 dB a 824 MHz.

Dunque anche il filtro Mitan non riesce a soddisfare il nostro obiettivo; come per l'Offel però questo non vuol dire che il filtro non possa risolvere il problema nella maggior parte degli impianti TV esistenti.

<sup>3</sup>Surface Mounting Devices, sono dispositivi che possono essere montati sui circuiti stampati

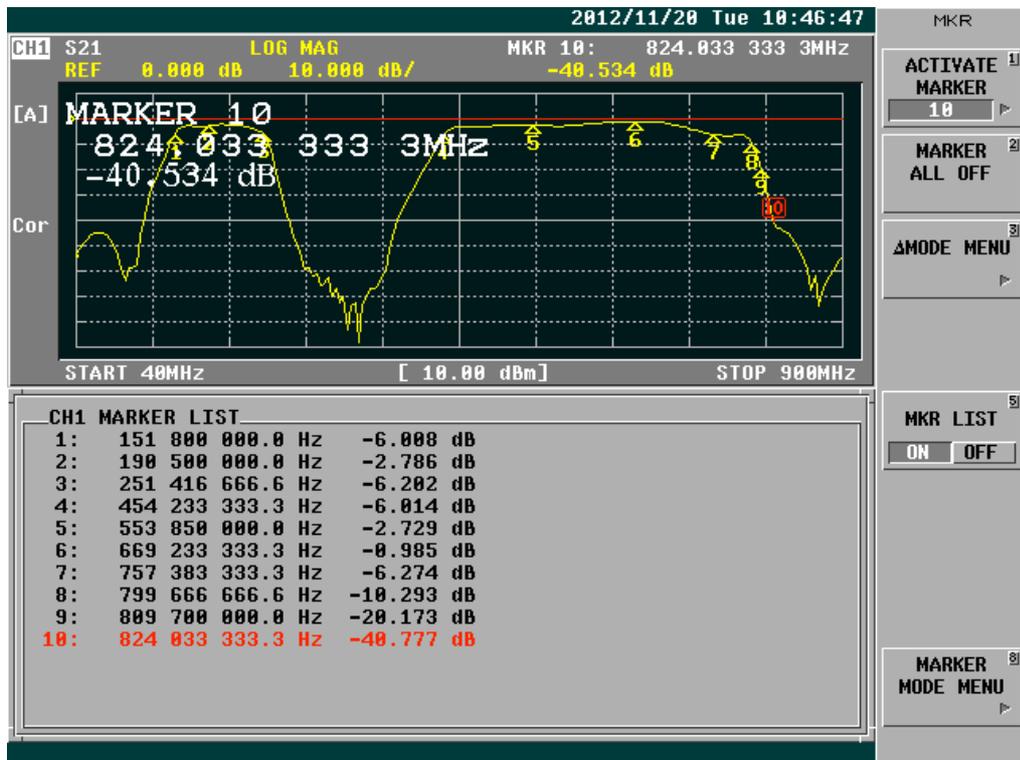


Fig. 2.15: Caratterizzazione filtro Mitan

### 2.2.3 Filtro Fracarro



Fig. 2.16: Filtro Fracarro

Anche il filtro Fracarro è un doppio passa banda. Dalla figura 2.16 potrebbe sembrare che usi la stessa tecnologia del Mitan, in realtà questo è un filtro ad onda acustica superficiale (SAW Surface Acoustic Wave). La tecnologia SAW è molto complessa e dunque non sarà oggetto di questa tesi, è interessante sapere che sfrutta la propagazione delle onde acustiche (generate mediante piezoelettrici) per modificare le proprietà di alcuni materiali al fine di garantire una maggiore selettività in frequenza.

La figura 2.17 mostra la caratterizzazione di questo filtro. Possiamo notare che le perdite nella prima banda passante sono quasi nulle, tuttavia nella prima banda opaca l'attenuazione anche non è molto elevata infatti raggiunge molto lentamente 18 dB. Comunque per i nostri scopi è più interessante la seconda parte del filtro. In quella banda purtroppo ci sono circa 3 dB di perdite, quindi come per il filtro Mitan, considereremo la frequenza di taglio come la frequenza alla quale il segnale è attenuato di 6 dB, che in questo caso è 786 MHz. Il filtro taglia quindi un pezzo del canale 60, però la cosa interessante è che raggiunge 20 dB di attenuazione a 800 MHz e 40 dB a 813 MHz. Dopo questo valore l'attenuazione aumenta fino a 70 dB per poi stabilizzarsi a 50 dB a 884 MHz, dunque fuori dalla banda LTE.

Anche le caratteristiche di questo filtro sono lontano da quelle target, tuttavia è quello che finora ci si avvicina di più, perciò nel sottoparagrafo 2.2.5 approfondiremo l'analisi.

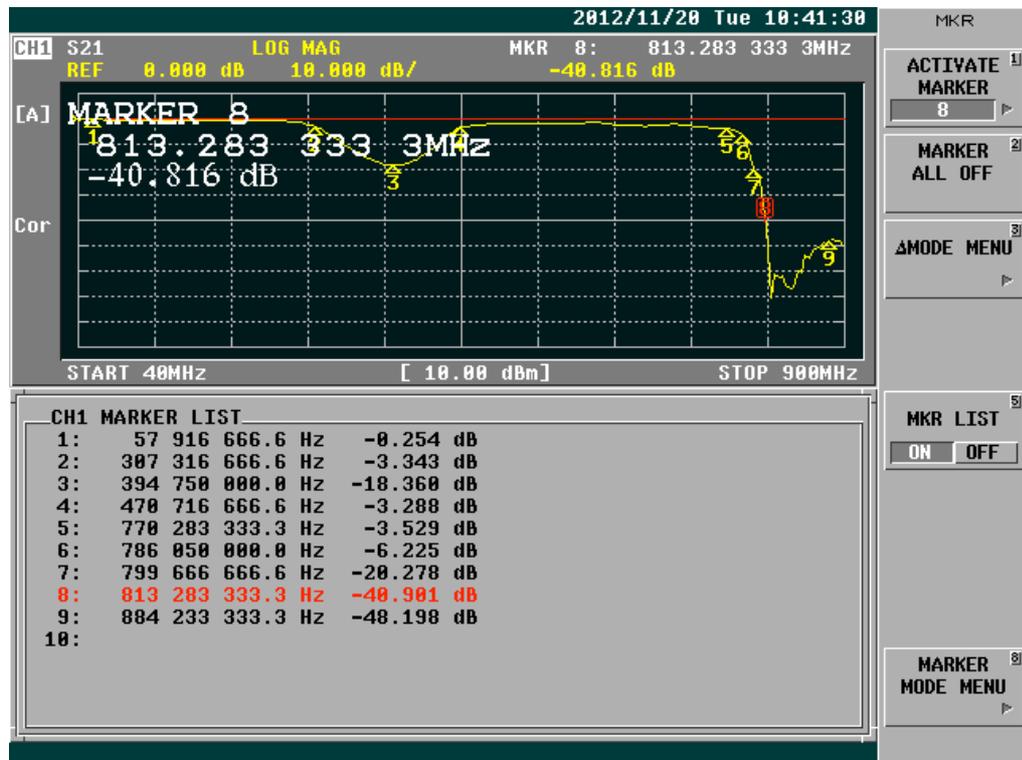


Fig. 2.17: Caratterizzazione filtro Fracarro

### 2.2.4 Filtro Aurel

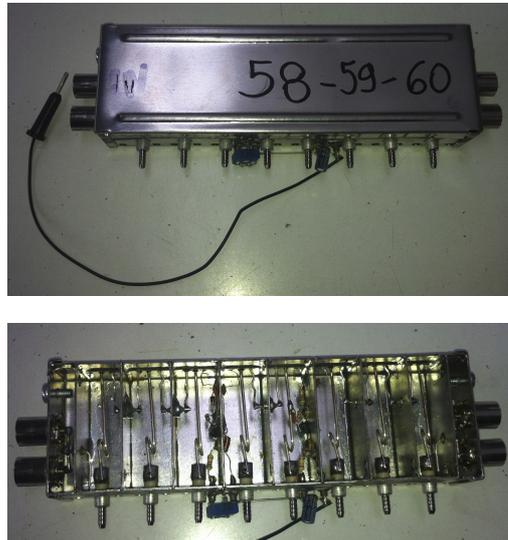


Fig. 2.18: Filtro Aurel

Il filtro Aurel in realtà è un filtro passa banda per i canali 58, 59 e 60. Viene riportato in questa sezione perché ha delle caratteristiche abbastanza interessanti che vale la pena valutare. Innanzitutto dalla figura 2.18 notiamo che è un filtro risonante a otto celle. Poiché l'attenuazione di 8 celle è molto alta, il filtro è amplificato internamente.

Andiamo dunque a caratterizzarlo. Dalla figura 2.19 è evidente che il comportamento in banda non è piatto, però dato che il segnale DVB-T è OFDM questo non dovrebbe causare grossi problemi. Il punto di forza del filtro però è la banda di transizione, infatti l'attenuazione passa da 3 dB a 786 MHz a 40 dB a 790 MHz. È vero che il canale 59 è stato sacrificato, però è anche vero che se si riuscisse a implementare un filtro simile nella versione passa basso, non dovrebbero esserci problemi di interferenza con l'LTE. La figura 2.20 mostra la caratterizzazione del filtro Aurel modificando l'amplificazione di 3 dB.

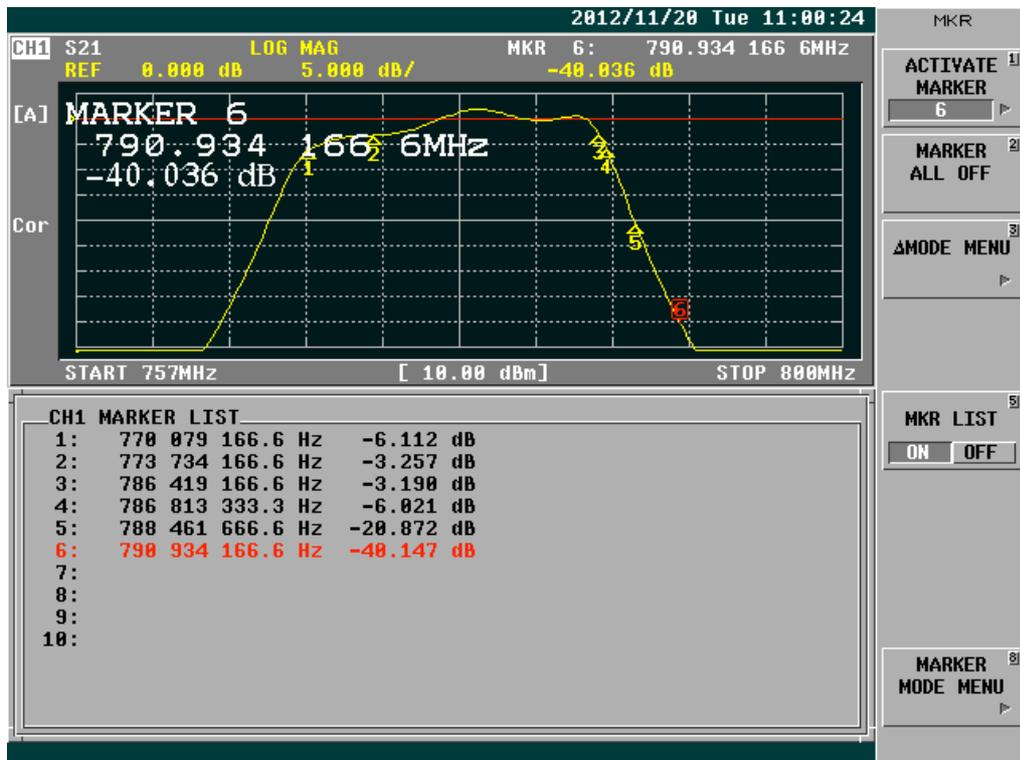


Fig. 2.19: Caratterizzazione filtro Aurel

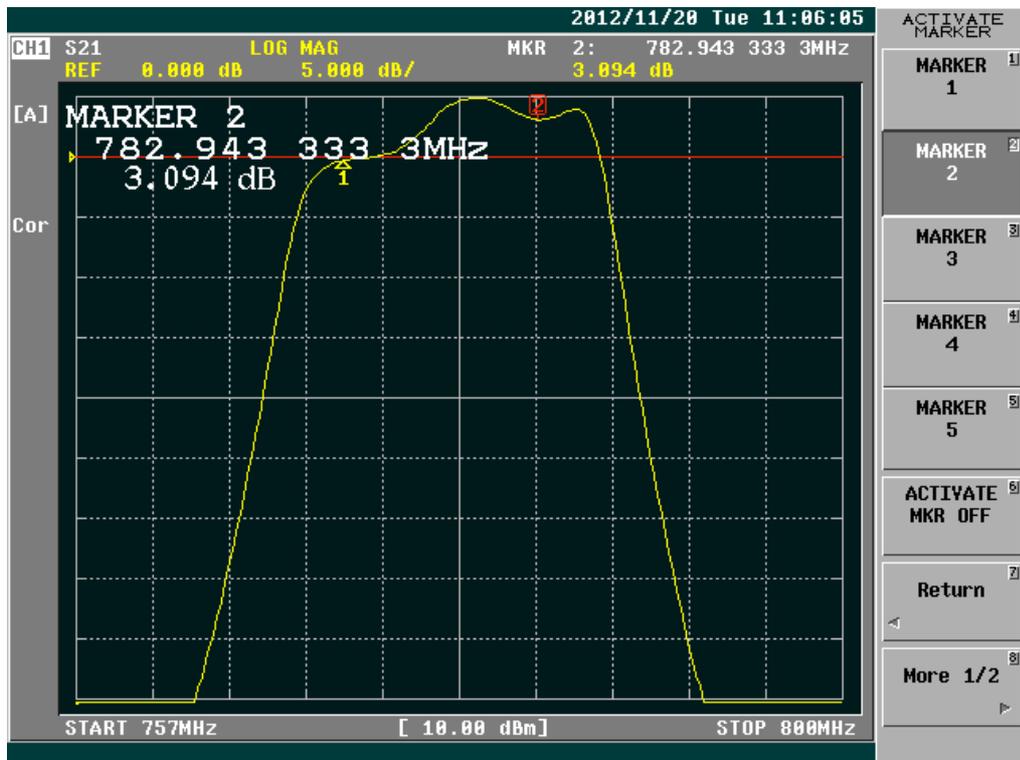


Fig. 2.20: Caratterizzazione filtro Aurel con amplificazione maggiore

### 2.2.5 Misure

Nei precedenti paragrafi abbiamo caratterizzato quattro tipi di filtri. Da questa caratterizzazione abbiamo dedotto che solo il filtro Fracarro potrebbe risolvere il problema dell'interferenza LTE su DVB-T, dunque in questo paragrafo andremo a metterlo alla prova.

Le misure sono state effettuate su un amplificatore da interno Fracarro J31B (in figura 2.21 in realtà è riportata la foto del fratello minore J21B che è identico al J31B salvo per l'amplificazione massima che è 21 dB anziché 31 dB). Una caratteristica interessante di questi amplificatori è che sono in grado di fornire un'amplificazione crescente linearmente con la frequenza con pendenza regolabile fino a 20 dB. Il livello massimo di uscita è  $117dB_{\mu V}$  (8.25 dBm).

Il segnale LTE è stato prelevato da un nodo della rete ed è stato sommato al segnale TV prima dell'ingresso nell'amplificatore. Per valutare gli effetti sono stati utilizzati due analizzatori di spettro: Rohde & Schwarz FSW 26 e Rover HD Flash. Il primo strumento (figura 2.22) è in grado di effettuare misure da 2 Hz a 26.5 GHz e diversi tipi di analisi come visualizzazione della costellazione, del segnale nel dominio del tempo etc. Il Rover HD Flash (figura 2.23) invece è uno strumento da installatore di impianti TV e dunque è preconfigurato dal costruttore sui parametri del DVB-T e DVB-S. L'interfaccia è molto semplice e oltre a dare indicazioni di qualità su ogni canale, permette anche la visione del canale stesso grazie al decodificatore MPEG integrato.



Fig. 2.21: Amplificatore Fracarro J21B



Fig. 2.22: Analizzatore di spettro Rohde & Schwarz FSW 26



Fig. 2.23: Analizzatore di spettro Rover HD Flash

Per poter analizzare gli effetti dell'LTE è necessario osservare lo stato del DVB-T prima dell'iniezione del segnale di disturbo. Infatti, nonostante un impianto sia fatto a regola d'arte, comunque non sarà mai in grado di ricevere tutti i canali perché purtroppo non sono sempre presenti in ogni zona. Nel nostro caso la situazione all'uscita dell'amplificatore è la seguente:

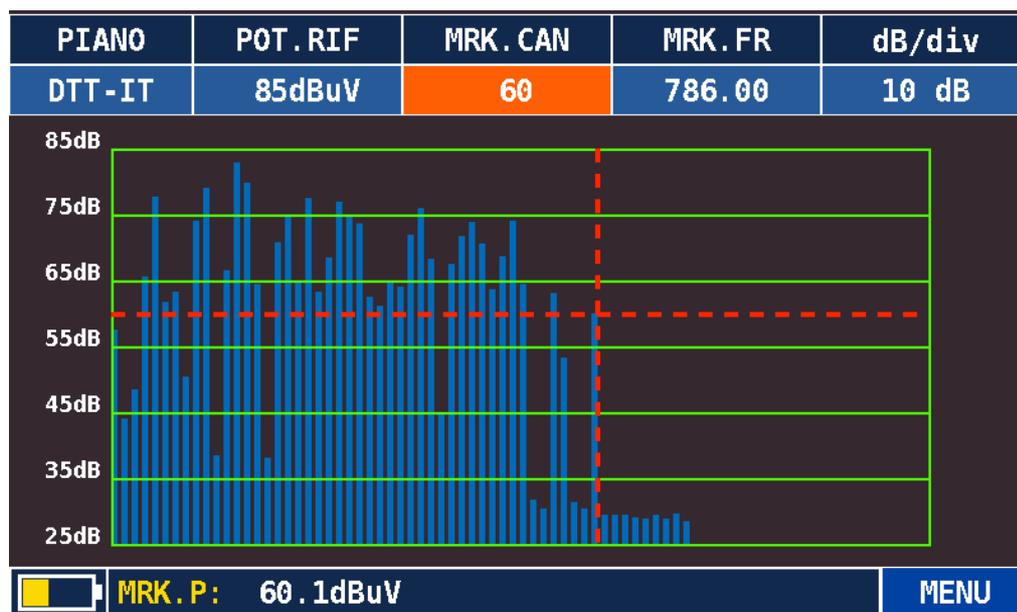


Fig. 2.24: Situazione canali DVB-T prima dell'iniezione dell'LTE

La figura 2.24 riporta una barra per ogni canale (E5 - E12, 20 - 69, ma i canali dal 60 al 69 sono stati filtrati perché quando si accenderà l'LTE a 800 MHz verranno spenti) di ampiezza pari al livello di tensione di quel canale. Riportiamo anche i parametri di qualità di ogni canale: BER (Bit Error Rate) prima e dopo decodifica di canale, MER<sup>4</sup> e Noise Margin<sup>5</sup>. La tabella 2.3 mostra i parametri di qualità di tutti i canali DVB-T italiani. In grassetto i canali E9 e 49 nel quale sono contenuti rispettivamente i mux Rai (Rai 1, Rai 2, Rai 3, Rai News) e Mediaset (Rete 4, Canale 5, Italia 1, Iris, La 5, TGcom 24). Poiché questi sono i canali più visti in Italia, saranno quelli

<sup>4</sup>Modulation Error Ratio è il rapporto tra la potenza del segnale utile e la potenza dell'errore. Quest'ultima è calcolabile dal ricevitore misurando la distanza euclidea tra i punti della costellazione ricevuti e quelli ideali

<sup>5</sup>È il margine dal rapporto segnale rumore target, esempio se in ricezione è richiesto un rapporto segnale rumore minimo di 20 dB e in realtà è di 25 dB, il noise margin è di 5 dB.

a cui dedicheremo principalmente la nostra attenzione. L'ultima colonna della tabella è un indicatore di qualità che è stato assegnato sulla base del BER dopo decodifica di canale. Abbiamo osservato che fino a circa  $10^{-5}$  il canale risulta visibile, per BER maggiori il decoder difficilmente riesce a sintonizzarsi. Tutti gli altri parametri sono stati assegnati dallo strumento. Come possiamo notare dalla tabella 2.3, la maggior parte dei canali è visibile, il 50 e il 60 sono al limite, anche se in realtà il 60 dal punto di vista del video sembrerebbe non dare problemi, mentre il 50 ha qualche fotogramma errato. I canali E6, E7, E12, 23, 28, 54, 55, 58, 59 non sono ricevibili in antenna.

CH	Livello [dBuV]	MER [dB]	bBER	aBER	N.M. [dB]	Qualità
E5	56.9	18.9	3x10-2	<10-8	0	OK
E6	59.0	—	—	—	—	—
E7	62.0	—	—	—	—	—
E8	73.8	24.6	4x10-2	<10-8	7	OK
<b>E9</b>	<b>82.2</b>	<b>32.3</b>	<b>1x10-3</b>	<b>&lt;10-8</b>	<b>11</b>	<b>OK</b>
E10	72.1	26.0	2x10-3	<10-8	5	OK
E11	71.1	27.2	8x10-4	<10-8	6	OK
E12	64.6	—	—	—	—	—
21	77.5	35.3	<10-6	<10-8	21	OK
22	82.6	>36	2x10-5	<10-8	13	OK
23	38.8	—	—	—	—	—
24	73.3	32.7	4x10-5	<10-8	12	OK
25	86.8	32.7	2x10-4	<10-8	13	OK
26	84.2	33.8	5x10-5	<10-8	14	OK
27	73.0	26.6	1x10-4	<10-8	7	OK
28	38.2	—	—	—	—	—
29	72.3	30.8	1x10-5	<10-8	11	OK
30	77.6	30.7	7x10-4	<10-8	11	OK
31	69.7	30.1	4x10-5	<10-8	11	OK
32	79.4	32.7	5x10-5	<10-8	12	OK
33	70.8	21.4	9x10-4	<10-8	0	OK
34	72.8	31.1	4x10-6	<10-8	15	OK
35	79.9	31.6	7x10-5	<10-8	10	OK
36	79.0	28.2	2x10-3	<10-8	6	OK
37	76.6	35.0	2x10-5	<10-8	12	OK
38	70.7	28.7	1x10-5	<10-8	17	OK
39	69.1	23.0	6x10-3	<10-8	2	OK
40	67.4	22.8	9x10-3	<10-8	3	OK

41	67.8	25.0	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	2	OK
42	73.2	24.0	4x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	3	OK
43	77.2	32.6	2x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	11	OK
44	70.5	19.7	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	-1	OK
45	61.4	23.4	5x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	2	OK
46	70.6	31.4	6x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
47	73.3	22.6	3x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	1	OK
48	74.8	25.9	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	5	OK
<b>49</b>	<b>71.7</b>	<b>25.1</b>	<b>7x10<sup>-3</sup></b>	<b>&lt;10<sup>-8</sup></b>	<b>4</b>	<b>OK</b>
50	72.1	24.3	1x10 <sup>-2</sup>	1x10 <sup>-5</sup>	2	MARG
51	71.5	29.7	3x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	7	OK
52	74.1	29.6	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	7	OK
53	68.4	22.6	6x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	0	OK
54	30.7	—	—	—	—	—
55	31.8	—	—	—	—	—
56	67.3	23.4	4x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	1	OK
57	68.4	25.7	1x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
58	31.3	—	—	—	—	—
59	31.3	—	—	—	—	—
60	68.2	20.3	1x10 <sup>-2</sup>	4x10 <sup>-6</sup>	0	MARG

**Tabella 2.3: Parametri di qualità dei canali DVB-T prima dell'iniezione dell'LTE**

Andiamo ad inserire il segnale LTE. Poiché ancora non è possibile irradiare l'800 MHz, il segnale è stato sommato su cavo a quello televisivo tramite un accoppiatore ed il segnale complessivo è stato portato in ingresso all'amplificatore. La figura 2.25 mostra lo spettro, il segnale nel dominio del tempo, l'EVM<sup>6</sup> e la costellazione. In questo caso siamo di fronte ad una costellazione QPSK perché il segnale sotto esame è quello del canale di controllo PBCH, inoltre i punti sono praticamente coincidenti con quelli ideali perché il rapporto segnale rumore è elevatissimo, la potenza infatti è di -10.79 dBm. Per quanto detto in precedenza, nell'ipotesi conservativa che il segnale LTE ricevuto dall'antenna TV abbia subito solo l'attenuazione di spazio libero nel tragitto eNodeB - antenna TV, -10.79 dBm ricevuti a fronte di 60 dBm trasmessi stanno ad indicare una distanza di circa 100 m. C'è da aggiungere però che il segnale è stato sommato su cavo, quindi tutta la

<sup>6</sup>Error Vector Magnitude è molto simile al MER perché misura quanto i punti della costellazione ricevuti sono lontani da quelli ideali. È definito come il rapporto tra la potenza dell'errore e quella del segnale di riferimento.

potenza è entrata nell'amplificatore senza problemi di accoppiamento con l'antenna.

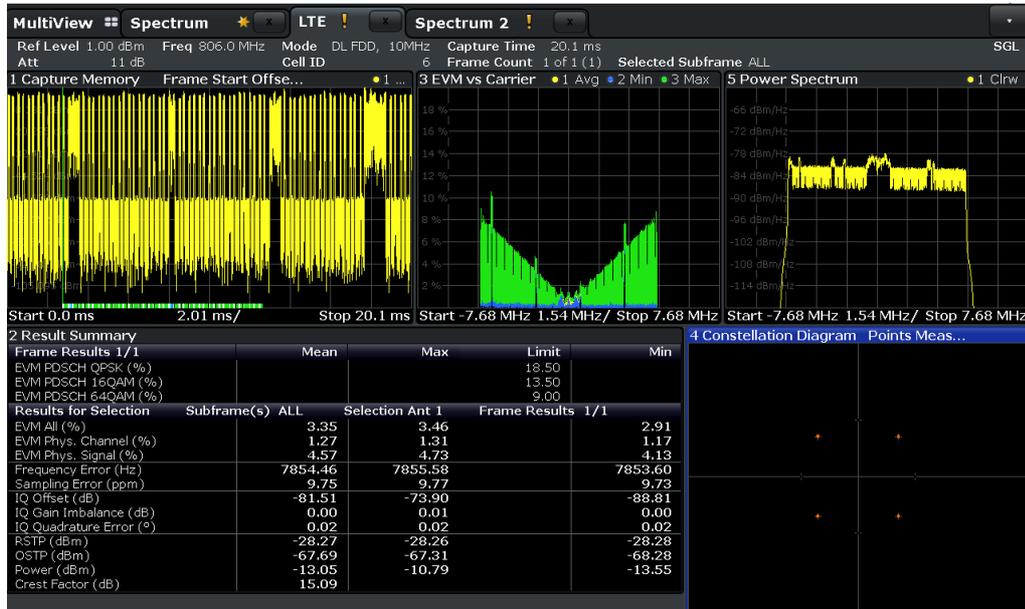


Fig. 2.25: Il segnale LTE "Interferente"

La tabella 2.4 mostra gli effetti dell'LTE sul DVB-T. Come possiamo notare la situazione è catastrofica, la maggior parte dei canali infatti non è più visibile, compreso il mux Mediaset. Il mux Rai invece risulta ancora visibile, c'è da dire però che il MER è sceso da 32.3 dB a 25.6 dB, quindi il solo motivo per il quale il canale è ancora visibile è che aveva un grosso margine già in partenza. In una zona dove il segnale è meno potente, anche quel canale sarebbe andato perso.

CH	Livello [dBuV]	MER [dB]	bBER	aBER	N.M. [dB]	Qualità
E5	67.3	20.0	4x10-2	3x10-2	1	NO
E6	46.4	—	—	—	—	—
E7	74.2	—	—	—	—	—
E8	76.9	12.6	5x10-2	3x10-2	-4	NO
<b>E9</b>	<b>84.1</b>	<b>25.6</b>	<b>2x10-3</b>	<b>&lt;10-8</b>	<b>4</b>	<b>OK</b>
E10	76.0	18.0	8x10-2	3x10-2	-2	NO
E11	73.7	20.6	7x10-2	3x10-2	0	NO
E12	70.3	—	—	—	—	—
21	81.2	28.9	1x10-5	<10-8	15	OK

22	86.5	31.7	3x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
23	43.9	—	—	—	—	—
24	75.5	21.6	8x10 <sup>-3</sup>	8x10 <sup>-5</sup>	0	MARG
25	90.2	28.9	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
26	86.5	28.9	2x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
27	72.7	17.5	9x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-2</sup>	-1	NO
28	42.1	—	—	—	—	—
29	72.8	17.3	5x10 <sup>-2</sup>	6x10 <sup>-3</sup>	-1	NO
30	78.4	22.3	7x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	3	OK
31	72.0	17.3	9x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-2</sup>	-1	NO
32	81.8	23.4	2x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	2	OK
33	73.9	17.3	1x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-5</sup>	-3	MARG
34	75.2	19.1	1x10 <sup>-3</sup>	4x10 <sup>-5</sup>	3	MARG
35	82.2	24.9	2x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	4	OK
36	81.9	19.4	2x10 <sup>-2</sup>	9x10 <sup>-4</sup>	-2	NO
37	82.9	22.1	7x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	0	OK
38	81.8	17.3	9x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	5	OK
39	77.2	17.3	7x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO
40	73.6	17.0	1x10 <sup>-1</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-2	NO
41	70.5	18.0	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-4	NO
42	75.2	19.9	1x10 <sup>-2</sup>	<10 <sup>-8</sup>	0	OK
43	78.9	21.6	6x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	0	OK
44	72.6	19.0	8x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-1	NO
45	63.8	—	—	—	—	—
46	77.8	18.1	4x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-2</sup>	-4	NO
47	81.3	18.0	5x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-2</sup>	-2	NO
48	78.0	18.7	4x10 <sup>-2</sup>	8x10 <sup>-3</sup>	-2	NO
<b>49</b>	<b>81.3</b>	<b>18.0</b>	<b>6x10<sup>-2</sup></b>	<b>3x10<sup>-2</sup></b>	<b>-2</b>	<b>NO</b>
50	83.4	18.0	3x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-4	NO
51	82.4	19.0	5x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO
52	77.8	19.0	6x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO
53	73.8	20.7	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-1	NO
54	36.0	—	—	—	—	—
55	40.1	—	—	—	—	—
56	71.0	18.7	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO
57	69.4	8.1	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-8	NO
58	59.4	—	—	—	—	—
59	43.6	—	—	—	—	—

60	60.5	—	—	—	—	—
----	------	---	---	---	---	---

**Tabella 2.4: Parametri di qualità dei canali DVB-T dopo l'iniezione dell'LTE**

Osservando la tabella 2.4 è evidente che siamo di fronte ad un problema serio che va assolutamente risolto. Andiamo dunque a vedere se il filtro Fracarro è in grado di attutire il fenomeno. I risultati in tabella 2.5 sicuramente ci tranquillizzano. Infatti notiamo che nonostante la situazione non sia rosea come all'inizio, la maggior parte dei canali è tornata visibile, compresi Rai e Mediaset. Curioso è il caso del canale E5 che è stato completamente perso (lo strumento non riesce a fornire nessun parametro di qualità), infine è interessante notare che i canali che non risultano visibili sono quelli che avevano un basso noise margin.

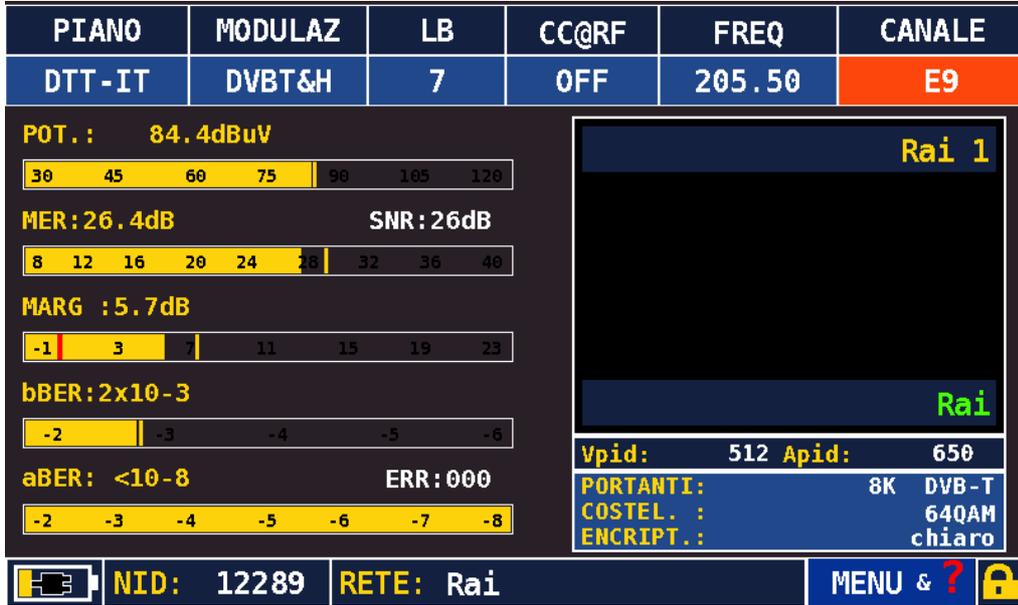
CH	Livello [dBuV]	MER [dB]	bBER	aBER	N.M. [dB]	Qualità
E5	56.3	—	—	—	—	—
E6	58.8	—	—	—	—	—
E7	65.2	—	—	—	—	—
E8	73.3	25.2	5x10 <sup>-2</sup>	<10 <sup>-8</sup>	7	OK
<b>E9</b>	<b>83.3</b>	<b>31.7</b>	<b>6x10<sup>-4</sup></b>	<b>&lt;10<sup>-8</sup></b>	<b>11</b>	<b>OK</b>
E10	74.2	24.7	2x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	4	OK
E11	71.1	22.5	6x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	1	OK
E12	64.1	—	—	—	—	—
21	78.2	32.1	<10 <sup>-6</sup>	<10 <sup>-8</sup>	18	OK
22	85.0	35.3	6x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	13	OK
23	41.9	—	—	—	—	—
24	73.4	30.1	6x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
25	88.9	33.5	1x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	14	OK
26	84.7	32.1	6x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	13	OK
27	72.4	24.0	6x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	5	OK
28	39.9	—	—	—	—	—
29	71.8	28.6	1x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
30	77.0	29.2	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	10	OK
31	68.8	25.5	9x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	6	OK
32	80.3	30.9	3x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	10	OK
33	69.4	19.7	1x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	-1	OK
34	72.7	28.7	<10 <sup>-6</sup>	<10 <sup>-8</sup>	13	OK
35	80.9	29.9	8x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
36	77.7	27.0	4x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	4	OK
37	77.3	31.2	1x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK

38	77.0	23.2	4x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	11	OK
39	74.2	—	—	—	—	—
40	71.5	19.0	3x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-6</sup>	0	MARG
41	67.6	19.5	2x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-3</sup>	-2	NO
42	71.4	29.7	6x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
43	77.6	30.1	5x10 <sup>-5</sup>	<10 <sup>-8</sup>	9	OK
44	70.3	19.4	3x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	-1	OK
45	62.3	17.6	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO
46	71.2	28.8	1x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	6	OK
47	75.2	22.4	5x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	1	OK
48	74.9	23.6	6x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	2	OK
<b>49</b>	<b>74.0</b>	<b>19.0</b>	<b>3x10<sup>-3</sup></b>	<b>&lt;10<sup>-8</sup></b>	<b>2</b>	<b>OK</b>
50	73.0	18.0	5x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-4	NO
51	71.9	19.5	2x10 <sup>-2</sup>	2x10 <sup>-3</sup>	-2	NO
52	71.5	25.7	4x10 <sup>-3</sup>	<10 <sup>-8</sup>	3	OK
53	66.9	17.8	4x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-4	NO
54	34.0	—	—	—	—	—
55	37.2	—	—	—	—	—
56	65.5	19.4	2x10 <sup>-2</sup>	1x10 <sup>-3</sup>	-2	NO
57	65.9	19.9	9x10 <sup>-4</sup>	<10 <sup>-8</sup>	3	OK
58	33.9	—	—	—	—	—
59	35.9	—	—	—	—	—
60	66.0	17.0	7x10 <sup>-2</sup>	3x10 <sup>-2</sup>	-3	NO

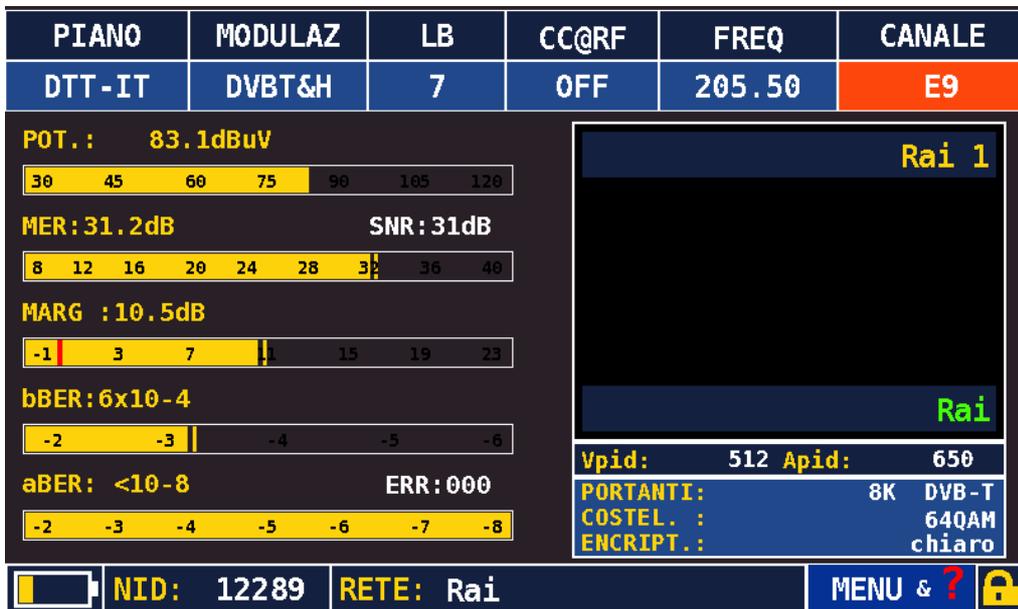
**Tabella 2.5: Parametri di qualità dei canali DVB-T dopo l'iniezione dell'LTE con filtro a monte dell'amplificatore**

Prima di concludere occorre riprodurre un'altra probabile situazione di interferenza: l'accoppiamento dell' LTE con il cavo coassiale. In questo caso il segnale potrebbe portare l'amplificatore del decoder in intermodulazione; ripetiamo dunque le misure sommando il segnale LTE a valle dell'amplificatore TV. Per questo esperimento abbiamo utilizzato lo stesso identico segnale LTE di -10.79 dBm utilizzato per l'esperimento precedente. In casi reali è praticamente impossibile avere una situazione del genere perché comunque un cavo coassiale ha un'efficienza di schermatura di almeno 70 dB. Tuttavia effettuiamo le misure in queste condizioni perché torneranno utili nel capitolo 4 e comunque rappresentano un worst case.

Per non appesantire troppo la trattazione non verranno riportate nuovamente le tabelle per ogni canale, ci limiteremo ad osservare gli effetti sui mux Rai e Mediaset. Le figure 2.26 e 2.27 mostrano i parametri di qualità dei

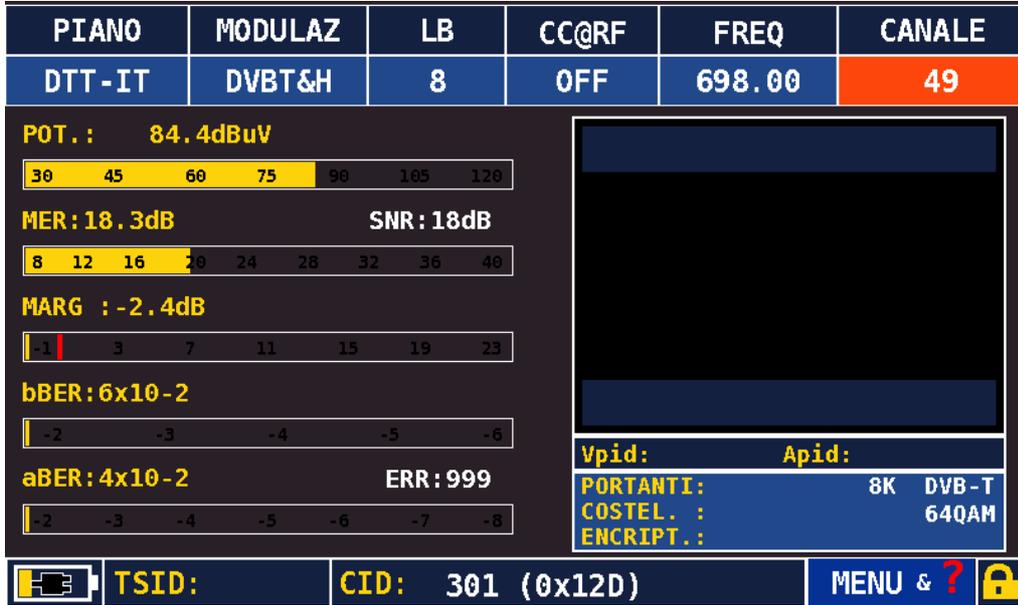


(a)

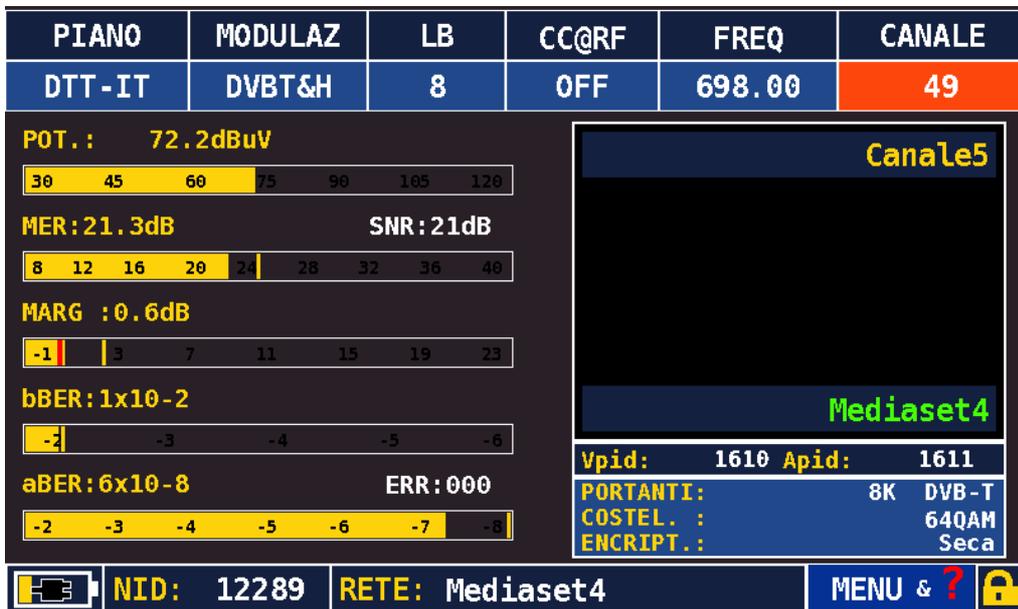


(b)

Fig. 2.26: Mux Rai + LTE senza (a) e con (b) il filtro



(a)



(b)

Fig. 2.27: Mux Mediaset + LTE senza (a) e con (b) il filtro

due mux senza (a) e con (b) il filtro LTE all'ingresso del decoder. Purtroppo le impostazioni di cattura dello schermo dell'analizzatore non importano le immagini relative all'anteprima del canale, comunque Rai 1 (e naturalmente tutti gli altri del mux) risulta visibile con e senza filtro, Canale 5 (e tutti gli altri del mux) risulta visibile solo con il filtro. Ovviamente come nel caso precedente la situazione dipende fortemente dalla qualità del segnale presente in aria.

### 2.2.6 Conclusioni

Dopo aver illustrato il problema dell'interferenza dell'LTE sul DVB-T, sono stati caratterizzati quattro filtri nati con l'intento di mitigare il problema e uno di loro è stato messo alla prova sul campo.

Un segnale LTE è stato sommato al segnale TV in ingresso all'amplificatore. L'effetto è stato devastante, tuttavia inserendo il filtro la situazione è notevolmente migliorata. L'esperimento è stato fatto con un segnale LTE di potenza molto elevata, nella speranza di simulare un worst case, tuttavia i risultati sono fortemente correlati anche alla qualità del segnale TV ricevibile in antenna, che purtroppo non è possibile controllare in laboratorio. Per questo motivo sarà sicuramente necessario continuare a sviluppare filtri sempre più performanti per risolvere i casi critici, cioè i casi in cui il segnale TV è già di per se di bassa qualità e l'interferente invece è molto forte.

## Riutilizzo dell'impianto TV

Nella sezione 2.2 del capitolo 2 abbiamo visto che l'LTE rappresenta un vero e proprio disturbo al segnale DVB-T. In questo capitolo invece supponiamo di aver risolto quel problema e andiamo ad inserire di proposito il segnale LTE nell'impianto TV.

Perché facciamo questo? L'idea nasce proprio dal problema dell'interferenza. Abbiamo pensato che, dato che una banda del segnale LTE andrà ad occupare proprio alcune frequenze attualmente assegnate ai canali TV, può facilmente propagarsi attraverso l'impianto, tanto più che la natura dei due segnali è molto simile (sono entrambi OFDM). È vero che questo porta al problema di sezione 2.2, però è anche vero che l'interferenza è causata dai prodotti di intermodulazione degli amplificatori, sia quello dell'impianto che del sintonizzatore. Se siamo in grado di separare i due segnali a monte dell'amplificatore e sommarli a valle, allora possiamo senza dubbio utilizzare l'impianto TV come mezzo trasmissivo per l'LTE. Non abbiamo ancora risposto però alla domanda sul perché ha senso fare una cosa del genere. Per capirlo basta pensare ad una classica situazione che abbiamo sotto gli occhi tutti i giorni. Quante volte entriamo in un edificio e ci accorgiamo di ricevere un segnale molto scarso sul cellulare? A quel punto siamo costretti ad avvicinarci a porte e finestre o addirittura uscire dall'edificio. Immaginiamo ora di avere la necessità di connetterci ad Internet tramite la rete cellulare. Incomincia a diventare abbastanza fastidiosa l'idea di dover uscire dall'edificio, tanto più se quell'edificio è proprio casa nostra e vogliamo connetterci sempre tramite rete cellulare, ma con un PC.

Prima di andare avanti dobbiamo fare qualche osservazione. Innanzitutto perché una persona dentro la propria abitazione dovrebbe connettersi ad internet tramite la rete cellulare e non tramite ADSL, secondo poi perché il segnale dovrebbe essere maggiore fuori casa rispetto a dentro.

Effettivamente l'ADSL negli ultimi anni si è diffuso a macchia d'olio e oggi la maggior parte degli utenti che si connettono ad Internet usa proprio questa tecnologia. C'è da dire però che con i numeri che abbiamo visto nel capitolo 1, l'LTE si candida come un ottimo concorrente dell'ADSL, tanto più che questa è solo la base di partenza e le future evoluzioni puntano al Gbps. Ad oggi queste velocità tramite ADSL sono impensabili.

Riguardo la seconda osservazione, c'è da dire che un segnale che viaggia su un'onda elettromagnetica non guidata subirà senza dubbio attenuazione e riflessione nell'attraversamento di muri e pareti, dunque oltre a vedere una diminuzione di potenza, vedrà anche una degradazione della qualità a causa dell'aumento del numero di cammini multipli per via delle riflessioni di oggetti e pareti. Questo problema effettivamente è stato parzialmente risolto con l'LTE in banda 800 MHz, perché come ben noto le frequenze più basse si propagano meglio in quanto le dimensioni degli oggetti diventano sempre più trascurabili all'aumentare della lunghezza d'onda ( $\lambda = c/f$  con  $\lambda$  la lunghezza d'onda,  $c$  la velocità dell'onda nel mezzo di propagazione e  $f$  la frequenza) e quindi l'interazione con l'onda sarà sempre minore, tuttavia è inutile negare che sicuramente la qualità del segnale sarà maggiore all'esterno dell'edificio. Se addirittura andassimo sul tetto, troveremmo un segnale con qualità ancora maggiore in quanto il collegamento con l'antenna dell'eNodeB si avvicinerebbe sempre più ad un collegamento in spazio libero, privo quindi di riflessioni. In alcuni modelli di propagazione per radiomobili si tende infatti a separare il caso in cui l'antenna del mobile si trovi ad un'altezza minore di quella della stazione radio base dal caso complementare che viene assimilato ad una propagazione in spazio libero, dove l'attenuazione di spazio libero prevale su quella per cammini multipli. Se si avesse quindi la possibilità di installare l'antenna di un modem LTE sul tetto e il modem all'interno dell'appartamento, l'LTE potrebbe candidarsi come un valido concorrente dell'ADSL, se non addirittura un vero e proprio sostituto.

Effettivamente installare un'antenna sul tetto non è un'operazione molto complessa, tuttavia posare un filo per collegarla con l'interno dell'appartamento inizia ad esserlo, in quanto richiederebbe lavori di muratura e un utente dunque, a scapito di una velocità minore, continuerebbe comunque a preferire la connessione tramite ADSL che si attiva con una semplice telefonata. Il problema inizia ad essere ancora più complesso se si pensa che l'LTE è MIMO, dunque le antenne da installare sarebbero più di una.

È in questo contesto che si pone il lavoro di tesi. L'idea è quella di sfruttare l'impianto di ricezione del segnale televisivo terrestre presente nella stragrande maggioranza delle case per collegare in qualche modo le antenne sul tetto al modem all'interno dell'appartamento. Anche se l'idea

sembra banale, il problema non lo è affatto e i motivi sono i seguenti:

1. Il sistema deve essere multiutente, quindi sul tetto devono essere installate le N antenne presenti in un modem LTE e devono essere a disposizione di tutti gli utenti i quali si devono poter connettere ad esse tramite la presa TV presente nell'appartamento e collegata ad un unico cavo coassiale;
2. l'impianto TV è dimensionato per ricevere segnali e non per inviarli, vanno quindi analizzate le caratteristiche dell'impianto in uplink;
3. il sistema deve garantire la privacy di ogni utente. In nessun modo i dati di un utente devono poter essere accessibili ad un altro utente sia dalla propria abitazione che da zone dell'impianto condivise;
4. il sistema non deve in nessun modo alterare il corretto funzionamento dell'impianto di ricezione del segnale televisivo terrestre;
5. il sistema non deve in nessun modo alterare il normale funzionamento della rete di accesso LTE;
6. il sistema deve essere multi operatore.

Le soluzioni più accreditate sono principalmente tre:

La prima consiste nel posizionare un vero e proprio modem LTE sul tetto e immettere il segnale Ethernet opportunamente rimodulato nell'impianto TV (a valle dell'amplificatore) per la distribuzione all'interno degli appartamenti. Ogni utente dovrebbe quindi collegare un apparato alla presa TV in grado di demodulare il segnale ricevuto per restituire il segnale Ethernet da mandare in ingresso ad un classico router WiFi. Vedremo che è un sistema molto semplice da realizzare in quanto sfrutta delle tecnologie già consolidate, tuttavia presenta un problema che potrebbe violare uno dei punti sopra citati.

La seconda consiste nel cercare di posizionare solo le N antenne del modem sul tetto. Questa soluzione presenta tutta una serie di problematiche a partire dalla condivisione del mezzo (un solo cavo coassiale) tra le varie antenne. Poiché i segnali ricevuti/trasmessi dalle varie antenne sono tutti sulla stessa portante, il sistema deve spostare i segnali provenienti/-destinati dalle/alle varie antenne su portanti diverse e deve amplificarli per contrastare l'attenuazione dell'impianto. Vedremo che l'amplificazione sarà un punto debole di questa soluzione, in quanto molto complessa. Il

segnale complessivo viene immesso (downlink) o prelevato (uplink) sempre a valle dell'amplificatore TV. Da notare che per questa soluzione deve essere allocata una banda su cavo che è  $N$  volte maggiore rispetto a quella allocata in aria, perché ogni antenna deve avere una banda dedicata.

La terza soluzione prevede invece di separare il modem in due parti. Sul tetto viene svolta la demodulazione completa del segnale LTE fino all'estrazione del bitstream lordo, quindi con tutti i bit di controllo e di ridondanza per codifica di canale, la restante parte, cioè la decodifica di canale e l'elaborazione di strato MAC e superiori viene svolta invece all'interno dell'appartamento. I due blocchi sono collegati tra loro attraverso un modem numerico che rimodula il bitstream, lo trasmette nell'impianto (a valle dell'amplificatore TV) e lo demodula nell'appartamento, prima di inviarlo al secondo blocco. In questo modo viene implementato il downlink, ma l'uplink è esattamente il duale di quanto appena descritto. Da notare che anche in questo caso la banda necessaria è  $N$  volte maggiore rispetto a quella in aria, perché ogni antenna deve avere il suo ricetrasmittitore. In realtà può anche essere ridotta se si usa un formato di modulazione più efficiente in banda per la trasmissione su cavo coassiale.

Prima di andare ad analizzare nel dettaglio le tre soluzioni, occorre però analizzare il comportamento dell'impianto TV per vedere innanzitutto quali sono le bande libere e soprattutto se l'impianto è in grado di lavorare in quelle bande. È necessario inoltre valutare le caratteristiche dell'impianto in uplink, in quanto quest'ultimo è pensato per lavorare solo in downlink. Dal capitolo 2 sappiamo che un impianto è composto da antenne, miscelatore, amplificatore, derivatori, partitori e prese. Escluso l'amplificatore, che comunque in tutti e tre i casi sarebbe bypassato, i restanti componenti sono tutti passivi, quindi in linea di principio non dovrebbero presentare differenze se il segnale li attraversa in un verso o nell'altro, tuttavia è comunque opportuno verificare per evitare spiacevoli sorprese.

### 3.1 Analisi delle caratteristiche degli impianti TV

In questa sezione analizzeremo la risposta in frequenza dell'impianto TV e dei singoli dispositivi che lo compongono. Sappiamo che, all'interno della banda dedicata alla radiodiffusione del segnale televisivo, un impianto a regola d'arte non dovrebbe introdurre particolari distorsioni, fatta eccezione per quella del cavo che però non causa gravi problemi e se necessario è facilmente equalizzabile. Infatti il cavo presenta un andamento della

funzione di trasferimento pressappoco lineare che essere contrastato con una pre-distorsione del segnale in fase di amplificazione. Nel capitolo 2 abbiamo visto infatti che esistono amplificatori in grado di fornire un guadagno che cresce linearmente con la frequenza con pendenza regolabile. Il problema nasce quando abbiamo a che fare con impianti non a regola d'arte. Ormai sempre più persone tendono a installare impianti fai da te o a modificare impianti precedentemente installati da tecnici specializzati senza preoccuparsi di quali potrebbero essere le conseguenze. Nel fare ciò si commettono inevitabilmente degli errori. I più comuni sono i seguenti:

1. L'uso di partitori al posto dei derivatori;
2. l'uso di derivatori con attenuazione sulle uscite derivate non adeguata;
3. l'uso di prese passanti al posto di prese terminali;
4. l'uso di amplificatori con guadagno non sufficiente;
5. regolare al massimo il livello di uscita dell'amplificatore;
6. lasciare senza chiusura su un carico da  $75 \Omega$  le uscite non collegate;
7. installare in modo scorretto i connettori sul cavo coassiale.

Questi errori introducono un'ulteriore distorsione al segnale che può portare all'assenza di alcuni canali. L'utente spesso non si accorge di questa mancanza o comunque l'attribuisce ad un problema di scarso segnale in antenna.

L'assenza di diversi canali, alcuni dei quali magari trasmettono televendite, può non essere un problema, tuttavia per il nostro sistema la situazione è differente, perché una forte distorsione potrebbe compromettere seriamente le prestazioni. Andiamo quindi a vedere come si modifica la funzione di trasferimento di un impianto del genere rispetto ad uno a regola d'arte.

Iniziamo dicendo che eventuali errori legati al dimensionamento dell'amplificatore non sono di nostro interesse, in quanto il mezzo trasmissivo del nostro sistema è l'impianto a valle dell'amplificatore. L'unica cosa da verificare è che quest'ultimo non lavori in saturazione, perché se così fosse potrebbero esserci delle armoniche fuori banda che andrebbero a disturbare il nostro sistema. In tal caso però bisogna necessariamente intervenire sulla regolazione dell'amplificatore e se necessario con la sua sostituzione.

Anche l'uso di prese passanti non è un problema significativo sia perché

una presa è un elemento di facile sostituzione, sia perché l'effetto che provoca è quello di attenuare il segnale come minimo di 3 dB per servire un'altra presa o più per servirne altre. Vedremo che l'attenuazione costante in frequenza non rappresenta un ostacolo al sistema che stiamo studiando. Rimangono da considerare gli altri punti. Partiamo dunque dalla caratterizzazione dei singoli componenti per arrivare alla caratterizzazione dell'impianto complessivo. Per tutte le misure è stato utilizzato l'analizzatore di reti Advantest R3767CH in grado di effettuare misure da 40 MHz a 8 GHz. Poiché lo strumento è adattato a 50  $\Omega$  mentre l'impianto a 75  $\Omega$ , sono stati utilizzati anche due adattatori di impedenza. Questo ci ha costretto a limitare le misure a 2 GHz, in quanto il range di funzionamento degli adattatori non andava oltre quella frequenza. In realtà nei paragrafi successivi vedremo che 2 GHz è più che sufficiente per il nostro sistema.

### 3.1.1 Caratterizzazione partitore

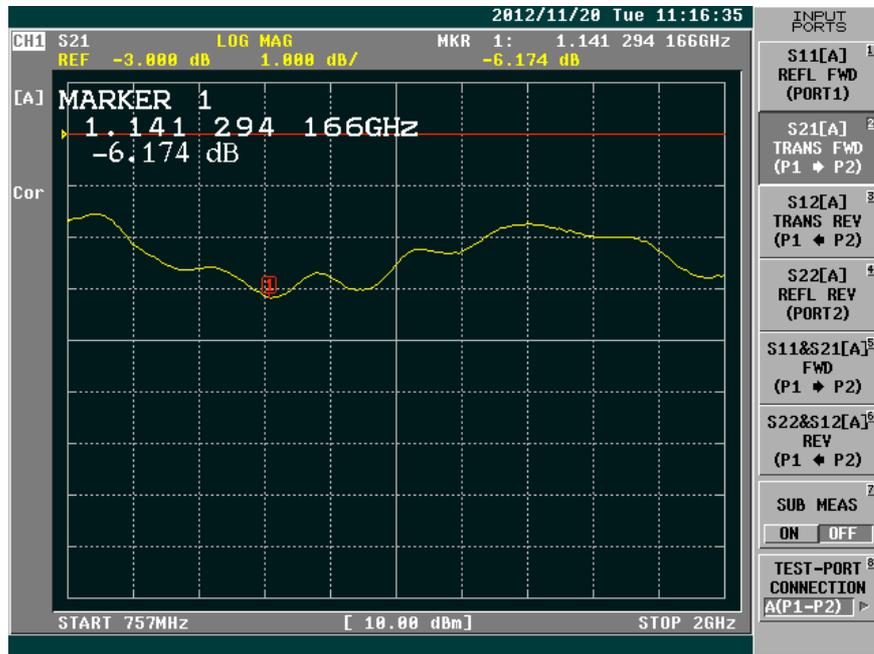


Fig. 3.1: Partitore

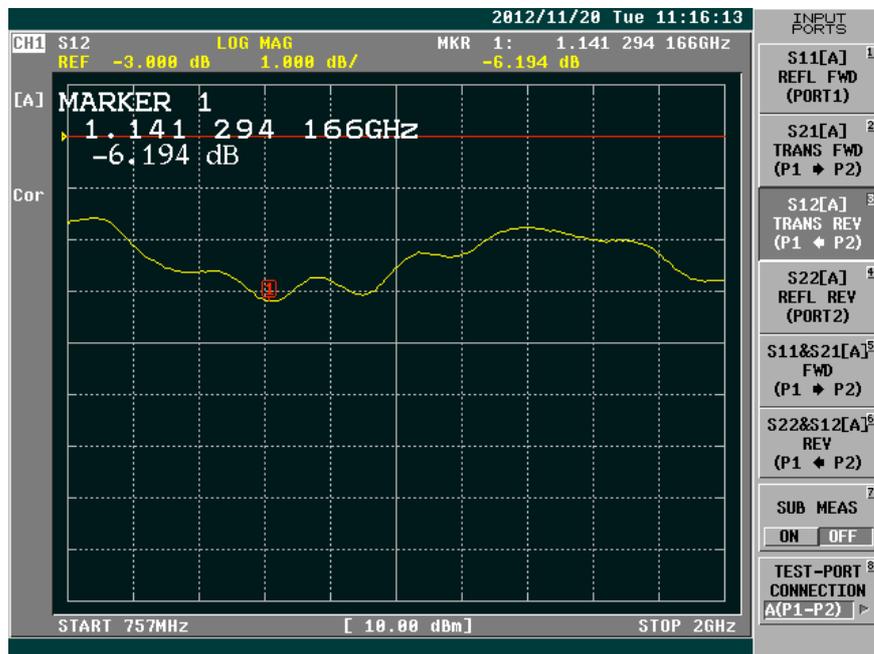
L'ingresso del partitore a due uscite di figura 3.1 è stato collegato alla porta 1 dell'analizzatore di reti, un'uscita è stata collegata alla porta 2, mentre l'altra uscita è stata chiusa su un carico da 75  $\Omega$ . Sono stati misurati i

parametri  $S_{21}$ , per caratterizzare il passaggio del segnale dall'ingresso all'uscita, e  $S_{12}$  per caratterizzare il passaggio del segnale dall'uscita all'ingresso. I risultati sono riportati in figura 3.2. Possiamo notare che le caratteristiche in downlink e in uplink sono praticamente identiche, l'attenuazione invece oscilla tra 4.5 e 6 dB (il riferimento rosso è a -3 dB, il valore teorico di attenuazione). Il costruttore dichiara un'attenuazione di 4 dB alle frequenze TV, dato che si avvicina molto ai 4.5 dB misurati, per il resto l'oscillazione è molto lenta ed è praticamente costante se si considera una banda di 20 MHz. Per tutte le misure faremo sempre riferimento ad una banda di 20 MHz, perché il sistema che stiamo studiando lavora a blocchi di massimo 20 MHz.

La misura è stata ripetuta senza il carico da  $75 \Omega$  per simulare una possibile situazione presente in un impianto non a regola d'arte. Dalle figure 3.3 notiamo che si mantiene la simmetria downlink-uplink, tuttavia lo scostamento dal valore minimo di attenuazione aumenta da 1.5 a circa 3 dB. Per il momento mettiamo da parte questo risultato e continuiamo l'analisi. Più avanti vedremo cosa può comportare in termini di prestazioni un aumento del ripple di 1.5 dB.



(a) Downlink



(b) Uplink

Fig. 3.2: Caratterizzazione partitore caricato



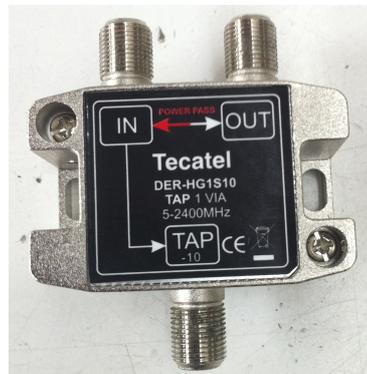
(a) Downlink



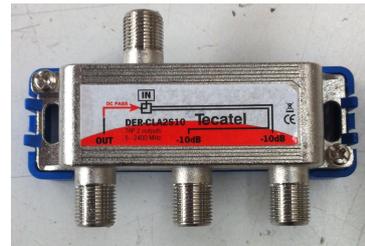
(b) Uplink

Fig. 3.3: Caratterizzazione partitore non caricato

### 3.1.2 Caratterizzazione derivatore



(a) 1 uscita derivata da -10 dB



(b) 2 uscite derivate da -10 dB



(c) 2 uscite derivate da -20 dB

**Fig. 3.4: Derivatori**

In figura 3.4 sono riportati 3 derivatori con un'uscita derivata da -10 dB, due uscite derivate da -10 dB e due uscite derivate da -20 dB. Su tutti e tre i dispositivi sono state effettuate le seguenti misure:

1. Funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e uscita con le uscite derivate chiuse sul carico;
2. funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e uscita con le uscite derivate aperte;
3. funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e un'uscita derivata con le altre derivate e quella di linea chiuse sul carico;

4. funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e un'uscita derivata con le altre derivate aperte e quella di linea chiusa sul carico;
5. funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e un'uscita derivata con le altre derivate chiuse sul carico e quella di linea aperta;
6. funzione di trasferimento downlink e uplink tra ingresso e un'uscita derivata con le altre derivate e quella di linea aperte.

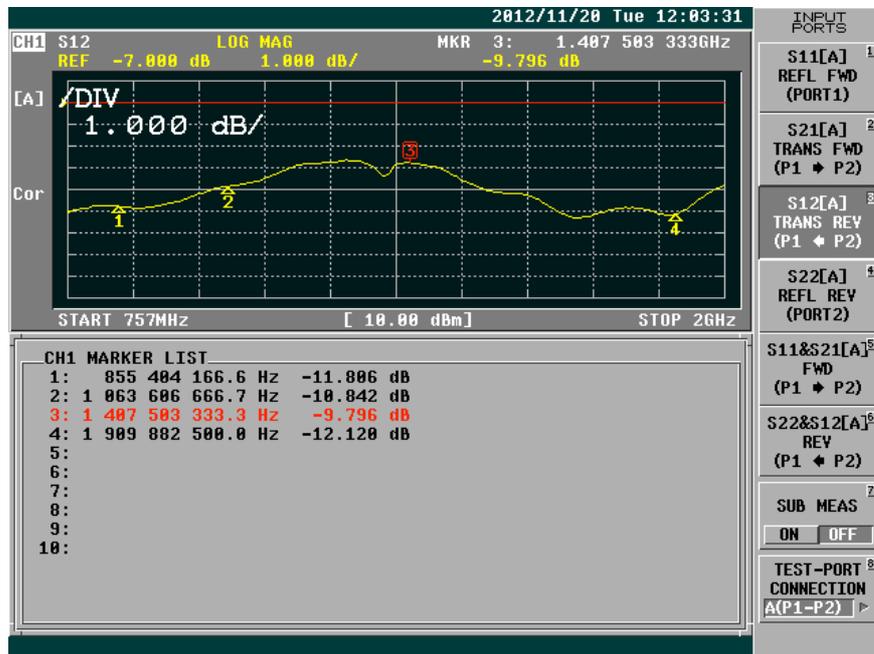
Quello che si può notare è che lasciando le uscite derivate aperte, non si riscontrano differenze significative nella funzione di trasferimento, perciò le figure relative a quei casi non verranno riportate. Rimangono quindi da analizzare i casi 1, 3 e 5. Dato che, come per il partitore, le caratteristiche in uplink e downlink sono praticamente identiche, verranno riportate solo quelle in uplink ( $S_{12}$ ).

Iniziamo dunque a caratterizzare il derivatore con un'uscita derivata da -10 dB.

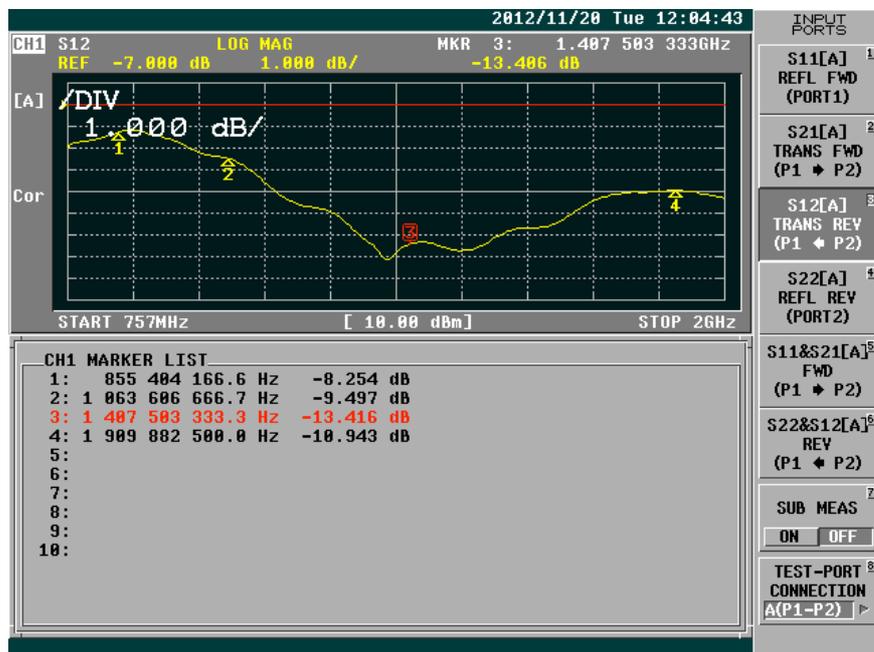


Fig. 3.5: Caratterizzazione derivatore 1 uscita derivata da -10 dB adattato

La figura 3.5 mostra che la funzione di trasferimento ingresso uscita di linea ha un andamento decrescente con la frequenza approssimativamente



(a) Uscita di linea caricata



(b) Uscita di linea non caricata

Fig. 3.6: Caratterizzazione derivatore 1 uscita derivata da -10 dB

lineare ma con un lieve ripple. Fino a circa 1.7 GHz l'oscillazione è di circa mezzo dB, dopo quella frequenza aumenta di circa 1 dB. Anche l'attenuazione alle frequenze TV è di mezzo dB, ed è esattamente quella attesa, perché  $10^{-\frac{0.5}{10}} \simeq 0.9$  e quindi il segnale in uscita avrà il 90% della potenza totale. Infatti il restante 10% è stato distribuito sull'uscita derivata.

La figura 3.6a mostra invece la funzione di trasferimento tra ingresso e uscita derivata, quando l'uscita di linea è chiusa sul carico. L'andamento è abbastanza irregolare, comunque l'attenuazione oscilla intorno al valore dichiarato (10 dB) scostandosi di massimo 2 dB. La situazione cambia completamente quando si apre l'uscita di linea: figura 3.6b. Notiamo che l'attenuazione si stabilizza a 10 dB solo alle alte frequenze, dopo essere passata da 8 a 14 dB alle frequenze più basse.

Proseguiamo con la caratterizzazione del derivatore con due uscite derivate da -10 dB.

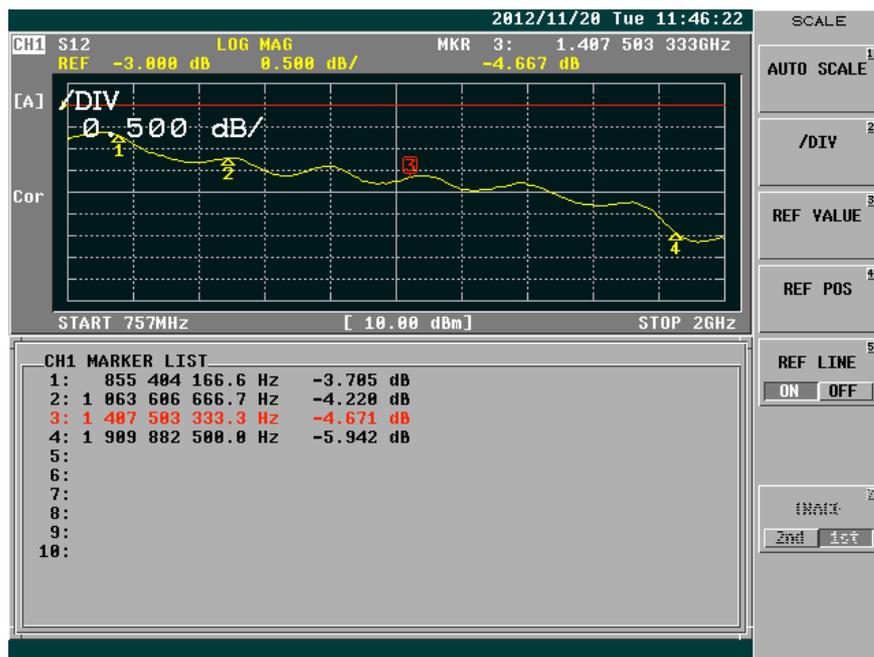
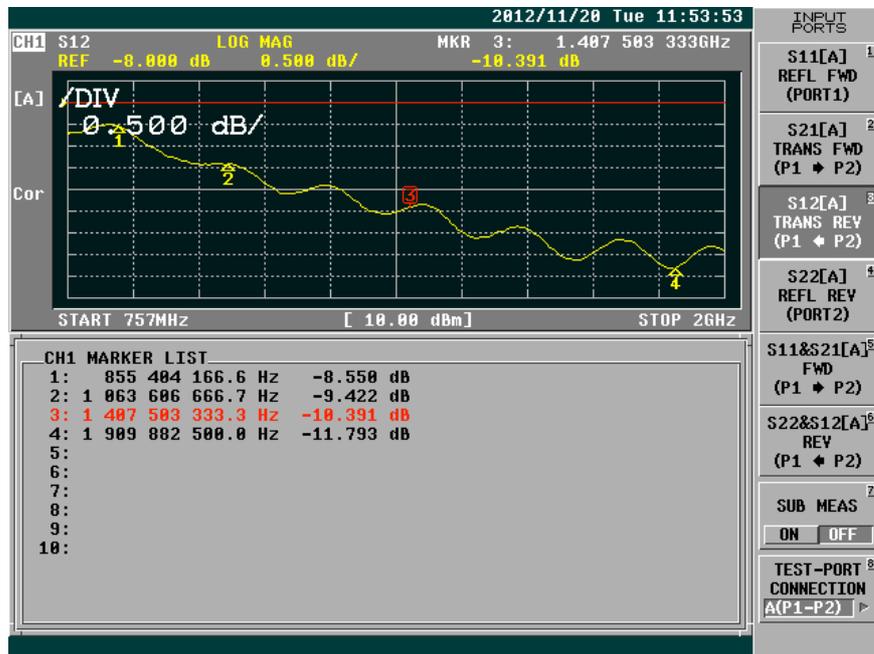
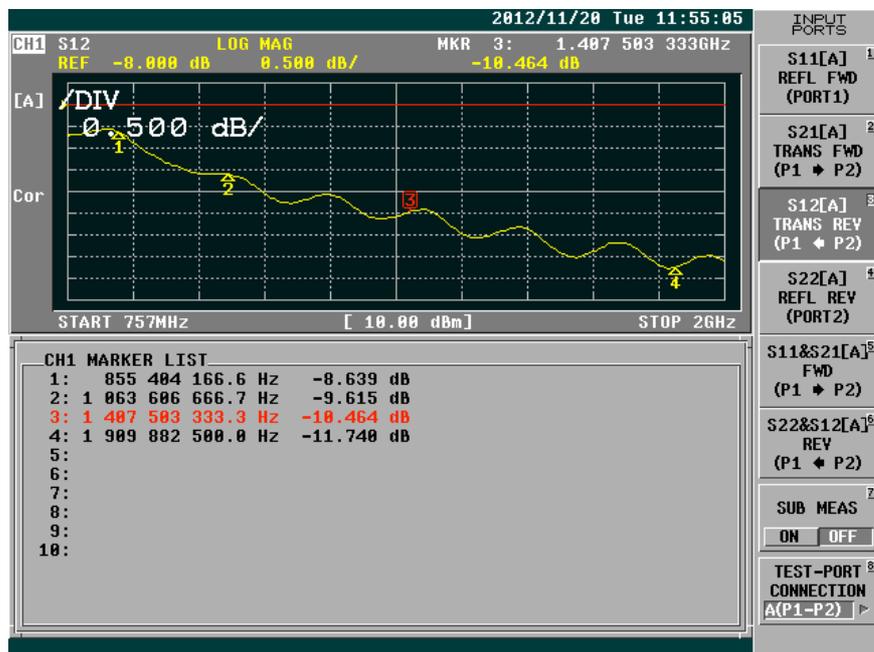


Fig. 3.7: Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -10 dB adattato

La figura 3.7 mostra che la funzione di trasferimento ingresso uscita di linea ha un andamento molto simile a quello del derivatore con una sola uscita derivata da -10 dB, l'unica differenza sta nel fatto che l'attenuazione media è circa 3 dB maggiore. Effettivamente questo comportamento è strano, perché se su ogni uscita derivata la potenza del segnale è dieci



(a) Uscita di linea caricata



(b) Uscita di linea non caricata

Fig. 3.8: Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -10 dB

volte più piccola, vorrà dire che con due uscite la potenza distribuita sarà il 20% di quella totale e dunque su quella di linea ne dovrebbe rimanere l'80%, cioè circa un dB in meno. Ci sono dunque delle perdite di inserzione molto alte. Il comportamento strano di questo dispositivo si conferma anche nella funzione di trasferimento tra ingresso e uscita derivata. La figura 3.8a mostra infatti che l'andamento è molto simile a quello della funzione ingresso uscita di linea, quindi con un'attenuazione che raggiunge il valore dichiarato dal costruttore solo a 1.4 GHz, ma la cosa ancora più strana è che l'andamento non cambia se si lascia aperta l'uscita di linea: 3.8b. Questa in realtà è l'unica caratteristica positiva di questo dispositivo, ma comunque conferma che c'è qualcosa di strano nel suo comportamento.

Andiamo allora a caratterizzare l'ultimo derivatore, cioè quello con due uscite derivate da -20 dB.

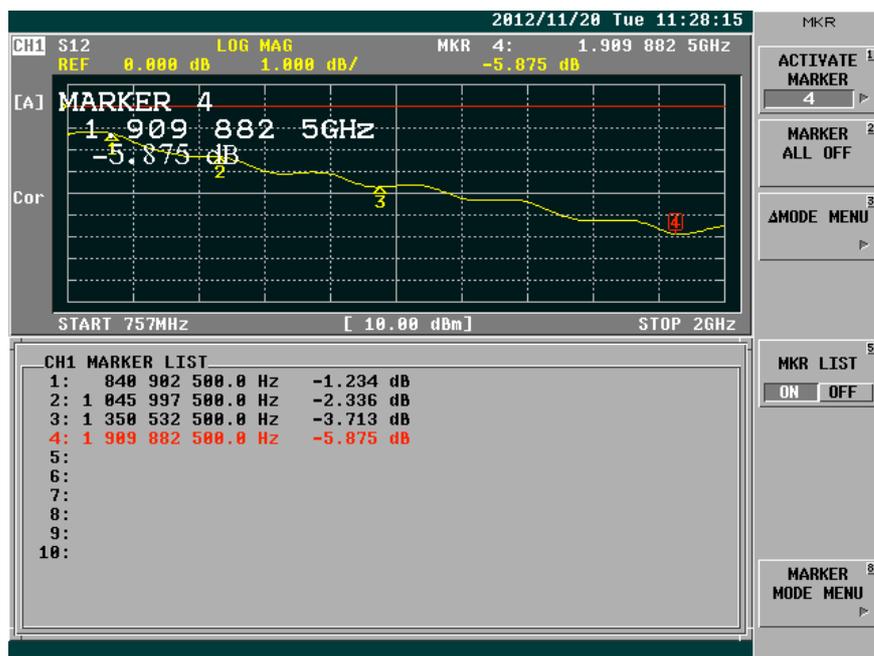
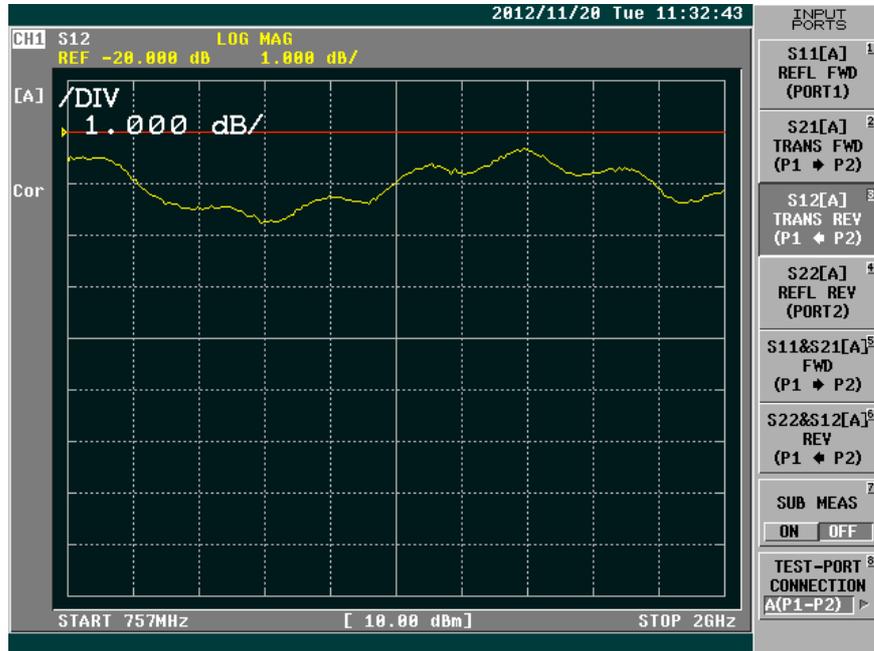
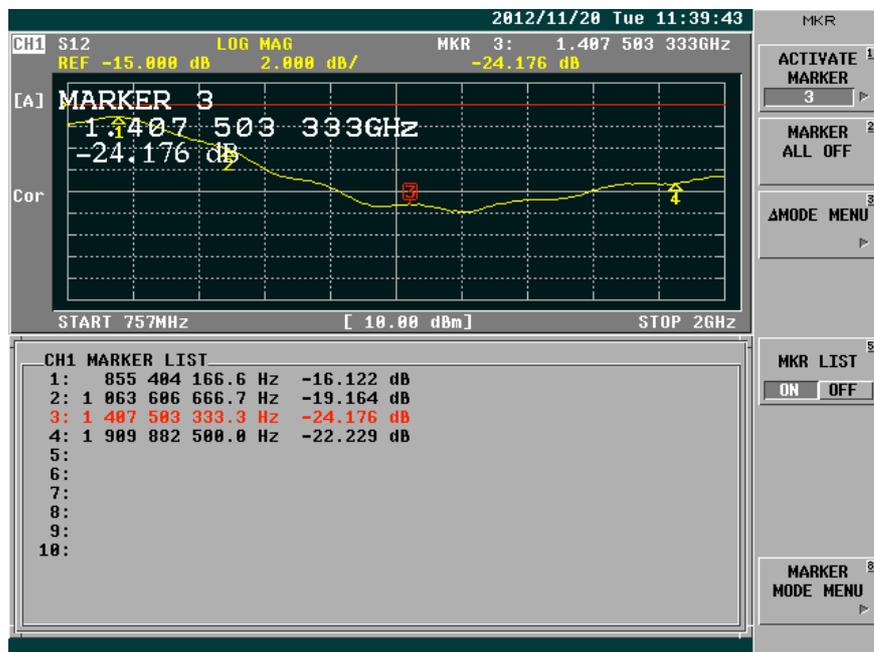


Fig. 3.9: Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -20 dB adattato

Da questo dispositivo ci aspettiamo che l'attenuazione sull'uscita di linea sia bassissima, perché sulle uscite derivate viene distribuito solo il 2% della potenza totale. Dalla figura 3.9 notiamo invece che l'attenuazione alle basse frequenze è di circa 1 dB e cresce con la frequenza. Questo significa che anche in questo dispositivo ci sono delle perdite di inserzione, ma sono decisamente più basse rispetto a quelle del derivatore precedentemente



(a) Uscita di linea caricata



(b) Uscita di linea non caricata

Fig. 3.10: Caratterizzazione derivatore 2 uscite derivate da -20 dB

analizzato. Passiamo dunque alla funzione di trasferimento tra ingresso e uscita derivata. La figura 3.10a mostra che l'attenuazione oscilla di circa un dB intorno a -21 dB, quindi il comportamento si avvicina molto a quello dichiarato dal costruttore. Le cose cambiano decisamente quando si lascia aperta l'uscita di linea. Dalla figura 3.10b notiamo che l'attenuazione ha un andamento irregolare che oscilla tra 16 dB e 24 dB, dunque 8 dB, un valore abbastanza elevato.

### 3.1.3 Caratterizzazione cavo coassiale

Nel capito 2 abbiamo parlato abbastanza a proposito del cavo coassiale e delle sue caratteristiche. In questa sezione però non siamo interessati alle caratteristiche dei diversi tipi di cavi coassiali, ma a cosa succede quando questi non vengono usati nel modo corretto. Prima di andare avanti riportiamo in questa sezione la figura 2.10 presente nel capitolo 2. La figura mostra la risposta in frequenza di un cavo coassiale da 6.8 mm lungo 100 m. Come possiamo notare l'andamento è abbastanza lineare, cosa succede però se su questo cavo vengono installati i connettori nel modo sbagliato?

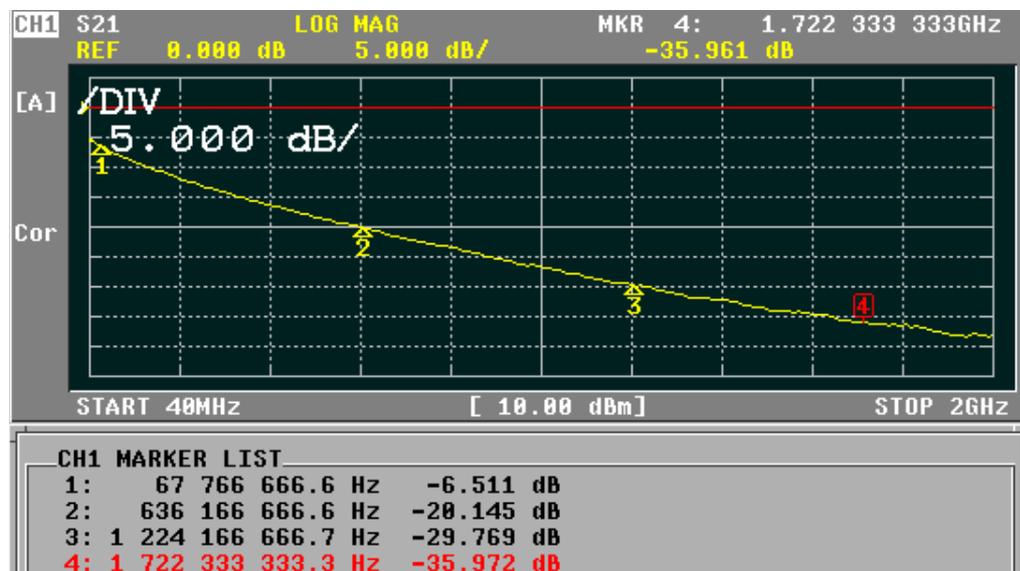


Fig. 3.11: Attenuazione di 100 m di cavo coassiale da 6.8 mm

Come ben visibile in figura 3.12, il conduttore esterno è rimasto fuori dal connettore. Generalmente questo è l'errore più comune che si compie

quando si installano i connettori. Vediamo come cambia la funzione di trasferimento: figura 3.13.

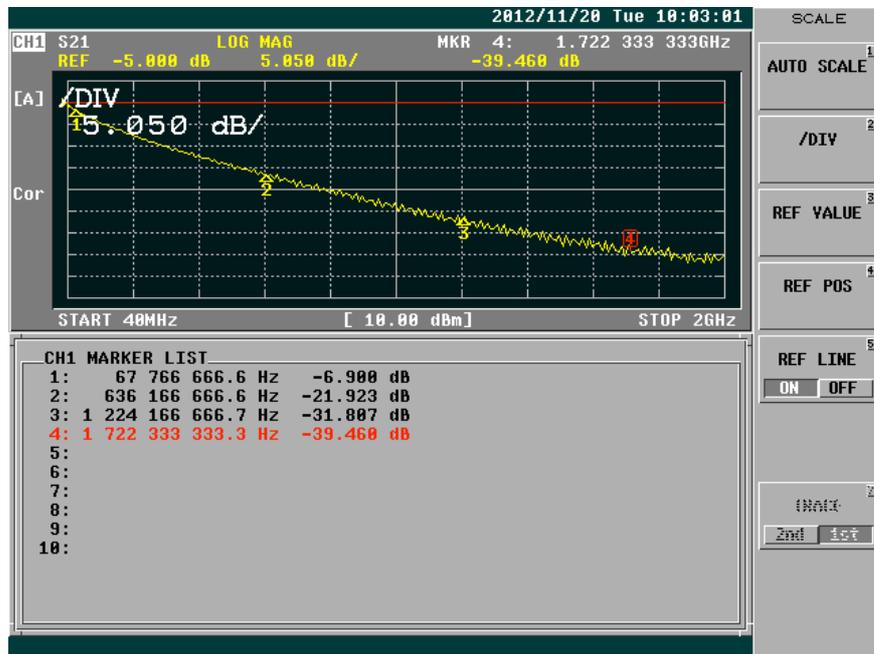


**Fig. 3.12: Connettore installato in modo scorretto**

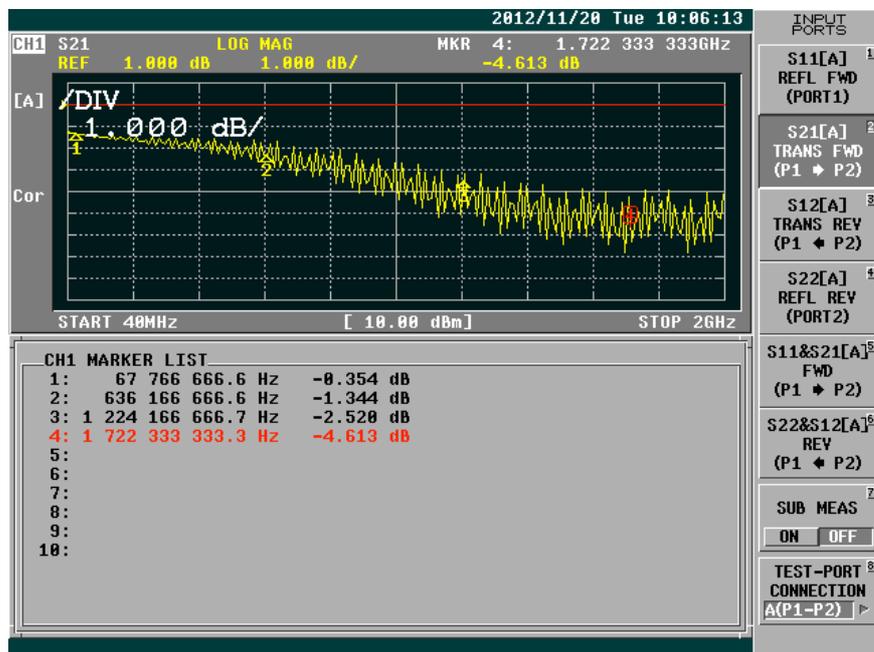
Notiamo che l'andamento medio è rimasto uguale a quello del cavo ben connesso, in questo caso però ci sono delle oscillazioni. Per notare meglio questo fenomeno il cavo è stato ridotto a 10 m e il risultato è quello in figura 3.13. Come si può vedere le oscillazioni aumentano con la frequenza e arrivano anche a 3 dB.

### **3.1.4 Caratterizzazione impianto completo**

L'ultimo caso da caratterizzare è quello relativo all'impianto completo. Tutti i dispositivi finora considerati sono stati collegati tra loro attraverso 100 m di cavo coassiale opportunamente diviso. Su ogni spezzone di cavo sono stati installati due connettori sia nel modo corretto che nel modo non corretto riportato in figura 3.12. Iniziamo ad osservare il primo caso. Le figure 3.14 riportano la funzione di trasferimento dell'impianto in down-link e in uplink. Ovviamente, come per i singoli componenti, anche per tutto l'impianto i due casi si equivalgono, inoltre la cosa interessante è che l'andamento è principalmente lo stesso del solo cavo fatta eccezione per un lieve cambio di pendenza alle frequenze centrali, probabilmente causato da qualche effetto induttivo-capacitivo legato a qualche piccolo problema



(a) 100 m



(b) 10 m

Fig. 3.13: Caratterizzazione cavo di figura 3.12

di disadattamento. Notiamo inoltre la presenza di un ripple molto forte alle alte frequenze. Queste oscillazioni sono causate però dal semplice fatto che l'impianto è stato montato su un banco e, con 100 m di cavo, piccoli movimenti (anche involontari) alle alte frequenze possono diventare molto significativi e dare questi effetti. In un impianto montato in un edificio il problema non dovrebbe esistere.

Se andiamo invece ad installare male i connettori otteniamo il risultato di figure 3.15a e 3.15b . L'andamento medio è lo stesso del caso precedente, ma sono presenti delle oscillazioni. Per osservare meglio questo fenomeno, l'esperimento è stato ripetuto con soli 10 m di cavo: figure 3.16. L'andamento è chiaramente lo stesso, però con una scala di 2 dB a divisione si nota meglio il cambio di pendenza e che l'intensità del ripple non supera mai i 2 dB. Si vede inoltre che con 10 m di cavo l'impianto è più stabile sul banco e non ci sono più i fenomeni di forti oscillazioni alle alte frequenze.

Le stesse prove sono state ripetute rimuovendo i carichi di  $75 \Omega$  in tutte le possibili configurazioni. Non sono state riscontrate differenze significative rispetto ai casi precedentemente analizzati.

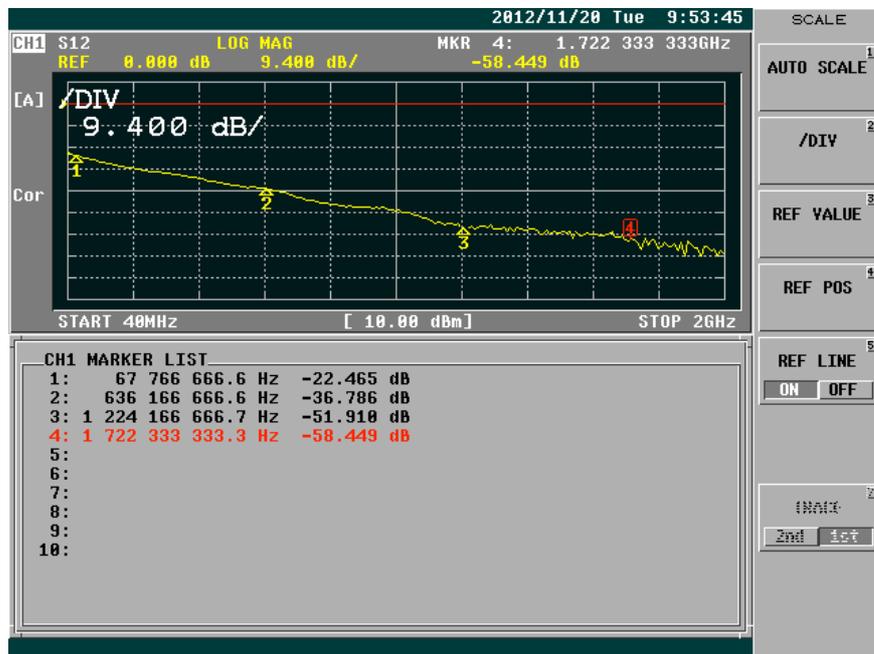
### 3.1.5 Considerazioni

Dopo aver analizzato singolarmente i vari componenti di un impianto TV, è stato caratterizzato l'impianto complessivo. Dalle misure è emerso che l'impianto si comporta principalmente come il solo cavo coassiale e nel caso in cui questo non sia installato correttamente saranno presenti delle oscillazioni in frequenza di massimo 2 dB. Le caratteristiche dell'impianto in downlink e in uplink sono identiche.

Nel prossimo capitolo andremo a studiare le tre possibili soluzioni per la realizzazione del sistema oggetto della tesi, introdotte all'inizio di questo capitolo. Sfruttando i risultati qui ottenuti andremo inoltre a simulare il sistema complessivo e ad effettuare misure sui segnali veri.

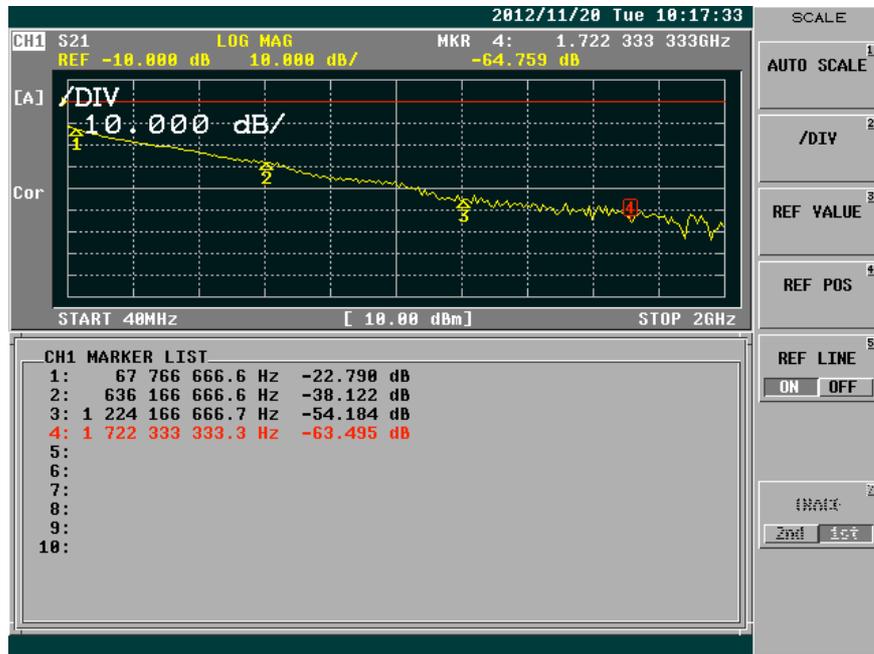


(a) Downlink

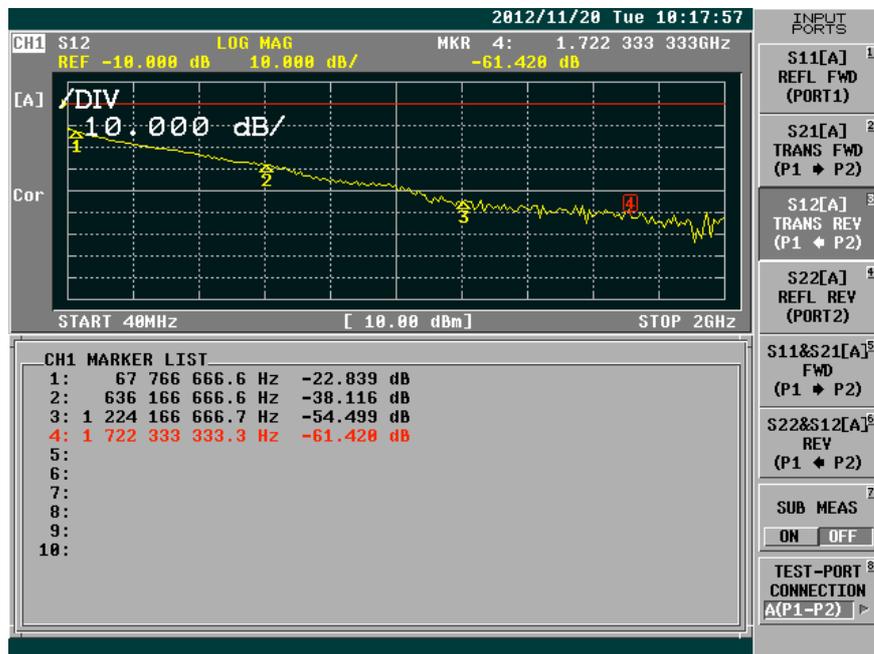


(b) Uplink

Fig. 3.14: Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo corretto



(a) Downlink

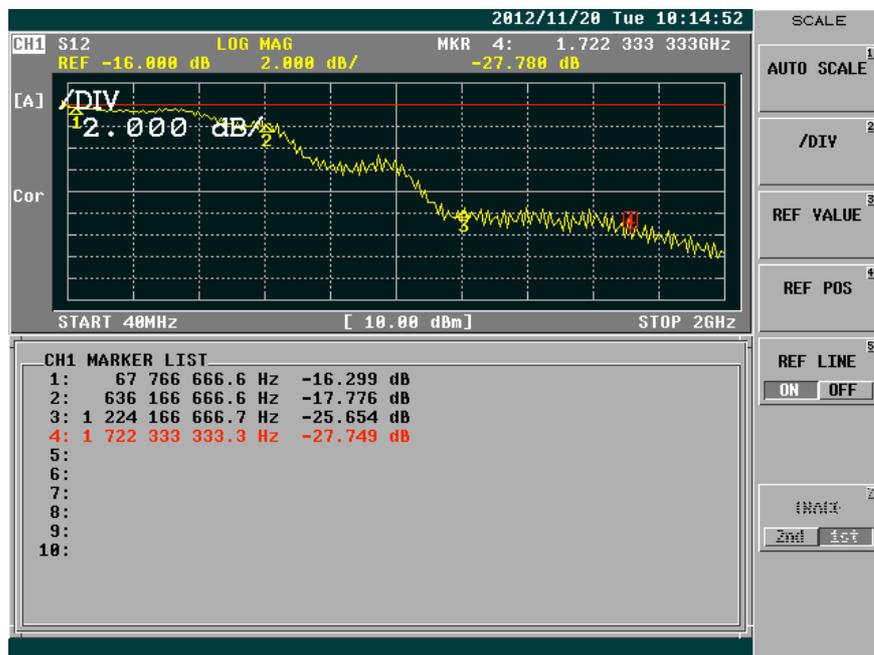


(b) Uplink

Fig. 3.15: Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo scorretto



(a) Downlink



(b) Uplink

Fig. 3.16: Caratterizzazione impianto TV 10 m connettori installati in modo scorretto

# Capitolo 4

## Le tre soluzioni di riutilizzo dell'impianto TV

In questo capitolo verranno analizzate le tre soluzioni proposte nel capitolo 3 per la realizzazione del sistema oggetto della tesi. Ricordiamo che il sistema da realizzare si propone di riutilizzare l'impianto di ricezione del segnale televisivo terrestre per migliorare la copertura LTE indoor. Lo scopo principale è la connessione ad internet a banda larga, ma vedremo che è possibile utilizzare il sistema anche per la parte voce.

Per agevolare la lettura riportiamo in questo capitolo i punti fondamentali da rispettare e la descrizione delle tre soluzioni.

1. Il sistema deve essere multiutente, quindi sul tetto devono essere installate le N antenne presenti in un modem LTE e devono essere a disposizione di tutti gli utenti i quali si devono poter connettere ad esse tramite la presa TV presente nell'appartamento e collegata ad un unico cavo coassiale;
2. l'impianto TV è dimensionato per ricevere segnali e non per inviarli, vanno quindi analizzate le caratteristiche dell'impianto in uplink;
3. il sistema deve garantire la privacy di ogni utente, in nessun modo i dati di un utente devono poter essere accessibili ad un altro utente sia dalla propria abitazione che da zone dell'impianto condivise;
4. il sistema non deve in nessun modo alterare il corretto funzionamento dell'impianto di ricezione del segnale televisivo terrestre;
5. il sistema non deve in nessun modo alterare il normale funzionamento della rete di accesso LTE;

6. il sistema deve essere multi operatore.

Le soluzioni più accreditate sono principalmente tre:

La prima consiste nel posizionare un vero e proprio modem LTE sul tetto e immettere il segnale Ethernet opportunamente rimodulato nell'impianto TV (a valle dell'amplificatore) per la distribuzione all'interno degli appartamenti. Ogni utente dovrebbe quindi collegare un apparato alla presa TV in grado di demodulare il segnale ricevuto per restituire il segnale Ethernet da mandare in ingresso ad un classico router WiFi. Vedremo che è un sistema molto semplice da realizzare in quanto sfrutta delle tecnologie già consolidate, tuttavia presenta un problema che potrebbe violare uno dei punti sopra citati.

La seconda consiste nel cercare di posizionare solo le N antenne del modem sul tetto. Questa soluzione presenta tutta una serie di problematiche a partire dalla condivisione del mezzo (un solo cavo coassiale) tra le varie antenne. Poiché i segnali ricevuti/trasmessi dalle varie antenne sono tutti sulla stessa portante, il sistema deve spostare i segnali provenienti/-destinati dalle/alle varie antenne su portanti diverse e deve amplificarli per contrastare l'attenuazione dell'impianto. Vedremo che l'amplificazione sarà un punto debole di questa soluzione, in quanto molto complessa. Il segnale complessivo viene immesso (downlink) o prelevato (uplink) sempre a valle dell'amplificatore TV. Da notare che per questa soluzione deve essere allocata una banda su cavo che è N volte maggiore rispetto a quella allocata in aria, perché ogni antenna deve avere una banda dedicata.

La terza soluzione prevede invece di separare il modem in due parti. Sul tetto viene svolta la demodulazione completa del segnale LTE fino all'estrazione del bitstream lordo, quindi con tutti i bit di controllo e di ridondanza per codifica di canale, la restante parte, cioè la decodifica di canale e l'elaborazione di strato MAC e superiori viene svolta invece all'interno dell'appartamento. I due blocchi sono collegati tra loro attraverso un modem numerico che rimodula il bitstream, lo trasmette nell'impianto (a valle dell'amplificatore TV) e lo demodula nell'appartamento, prima di inviarlo al secondo blocco. In questo modo viene implementato il downlink, ma l'uplink è esattamente il duale di quanto appena descritto. Da notare che anche in questo caso la banda necessaria è N volte maggiore rispetto a quella in aria, perché ogni antenna deve avere il suo ricetrasmittitore. In realtà può anche essere ridotta se si usa un formato di modulazione più

efficiente in banda per la trasmissione su cavo coassiale.

Per non fare confusione, da questo momento in poi chiameremo:

1. La prima soluzione “LAN su coassiale”;
2. la seconda soluzione “Repeater analogico”;
3. la terza soluzione “Rigeneratore numerico”.

Prima di andare avanti diamo un’occhiata ai servizi trasmessi su cavo coassiale e quali potrebbero essere le bande libere. In figura 4.1 possiamo distinguere in rosso le bande assegnate ai canali TV più la banda per la radio diffusione FM che è quella compresa tra 87.5 MHz e 108 MHz. Le bande in grigio invece venivano usate per alcuni canali TV analogici che oggi non sono più trasmessi né sono stati rimpiazzati dai canali DVB-T. La banda celeste invece è quella dedicata ai canali satellitari. La banda verde è destinata al canale di ritorno, cioè il canale per le segnalazioni dall’utente al broadcaster, tuttavia attualmente non è utilizzato anche perché gli impianti TV non sono in grado di trasmettere segnali; potrebbe però essere usato come canale di ritorno per la tv via cavo che è trasmessa nelle bande gialle. In realtà in Italia la TV via cavo sta evolvendo nella direzione dell’IPTV cioè TV su IP, fornita tramite ADSL o fibra ottica, c’è da dire però che in molti condomini e alberghi quelle bande vengono utilizzate per distribuire canali interni, video sorveglianza o canali Pay-TV (TV a pagamento) con un abbonamento unico per tutto l’edificio.

La banda libera è dunque quella compresa tra 862 MHz e 950 MHz alla quale dobbiamo però aggiungere la banda LTE da 791 a 862 MHz per un totale di 159 MHz. C’è da dire però che pochissimi impianti condividono lo stesso cavo per il segnale terrestre e satellitare, perciò possiamo pensare di utilizzare anche quella banda e non avere limiti superiori. Nel seguito comunque analizzeremo anche il caso di impianto misto terrestre - satellitare.

## 4.1 La soluzione “LAN su coassiale”

Questa è la più semplice delle tre soluzioni perché prevede di posizionare il modem sul tetto e portare il segnale dentro casa tramite l’impianto TV. Si può utilizzare un qualsiasi modem-router LTE, l’importante è che sia in grado di creare una rete LAN Ethernet. Chiaramente il modem deve essere installato all’esterno dell’edificio e quindi sarà necessario inserirlo in un

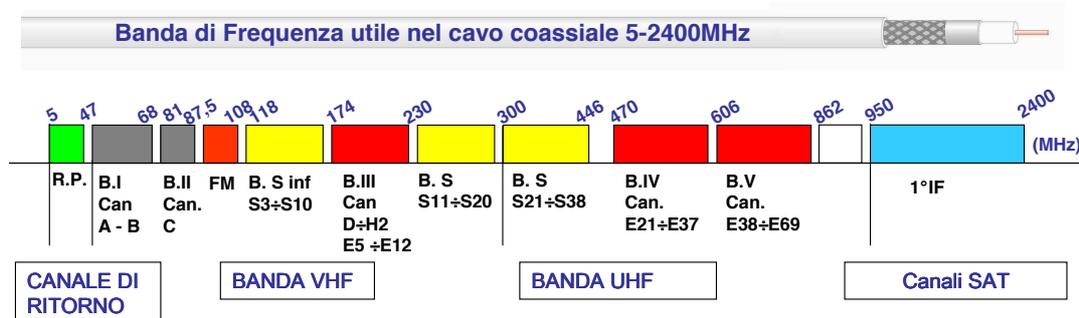


Fig. 4.1: Bande utilizzate nel cavo coassiale

case idoneo all'impiego in esterno in grado di proteggere il modem dagli agenti atmosferici. Le antenne possono essere quelle dell'apparato oppure remotizzabili e direzionali per migliorare le prestazioni. A questo punto di possono verificare tre condizioni:

1. Le antenne TV sono collegate direttamente all'impianto di distribuzione e non è presente nessun amplificatore;
2. sotto le antenne è presente un amplificatore da palo;
3. è presente un amplificatore da interno eventualmente preceduto da un preamplificatore da palo.

La distinzione di questi tre casi è fondamentale perché il segnale Ethernet del modem deve essere inserito nell'impianto senza passare per l'amplificatore TV sia perché il livello di potenza necessario a garantire il corretto funzionamento del sistema potrebbe essere diverso da quello del segnale TV, sia perché l'amplificatore TV non sarebbe in grado di gestire l'amplificazione in uplink. Nel caso 1 allora è possibile combinare il segnale direttamente sotto le antenne, nel caso 2 il segnale va combinato sempre sotto le antenne, ma all'uscita dell'amplificatore da palo, infine nel terzo caso se è possibile passare un cavo Ethernet fino all'amplificatore da interno si può combinare il segnale direttamente sotto l'amplificatore, altrimenti si può combinare direttamente sotto l'antenna, avendo però l'accortezza di inserire un filtro prima dell'amplificatore e prelevare il segnale prima del filtro per ricombinarlo dopo l'amplificatore: figura 4.2.

Più avanti torneremo sul discorso della combinazione dei due segnali, perché è fondamentale che il dispositivo che effettua questa operazione fornisca un buon isolamento nel verso opposto alla direzione del segnale.

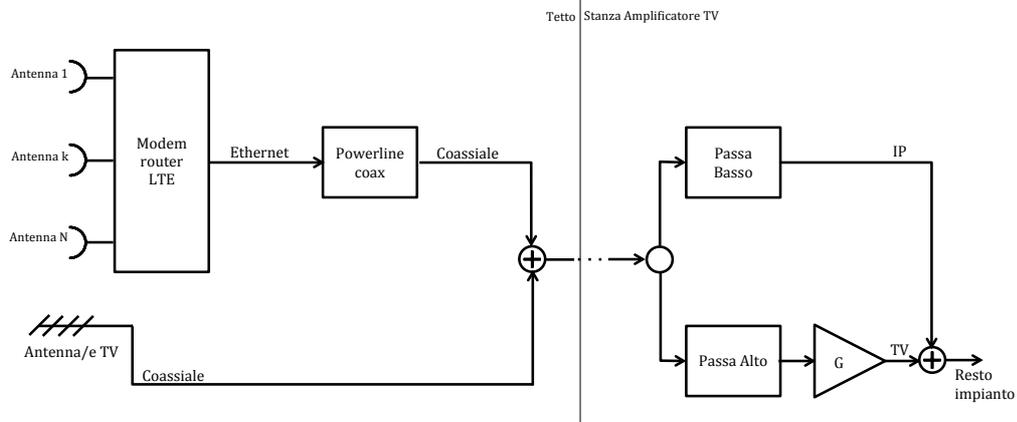


Fig. 4.2: Caso 3

Cerchiamo quindi di capire come trasmettere il segnale Ethernet sul cavo coassiale.

All'inizio di questa sezione abbiamo detto che questa è la soluzione più semplice delle tre, il motivo è legato al fatto che esistono sul mercato dei dispositivi che fanno un'operazione simile a quella che ci interessa, impiegati per lo più in ambito Powerline. Sono dei dispositivi che consentono di trasmettere il segnale Ethernet sui cavi di distribuzione dell'energia elettrica (da qui il nome Powerline, linea di potenza) utilizzando lo standard HomePlug AV [19]. Senza scendere troppo nel dettaglio, l'HomePlug AV consente di trasmettere a 200 Mbps lordi, circa 150 Mbps per l'utente, tramite modulazione BPSK o M-QAM, M pari a 4, 16, 64, 256 e 1024 a seconda delle condizioni del mezzo trasmissivo. La banda utilizzata è quella compresa tra 2 e 30 MHz all'interno della quale sono trasmesse 917 portanti OFDM utili. Lo standard prevede anche una codifica di canale con turbocodice e interleaving per fronteggiare gli errori a burst. Il contenuto informativo prima di essere modulato è criptato tramite tecnica AES con chiave da 128 bit<sup>1</sup>.

Lo standard HomePlug AV dunque si presta bene ai nostri scopi. Il sistema complessivo vedrebbe quindi un modem sul tetto collegato ad un dispositivo Powerline-like, collegato a sua volta all'impianto TV. All'interno

<sup>1</sup>L'AES (Advanced Encryption Standard) è l'algoritmo di cifratura più sicuro al mondo. Con un attacco brute force su una chiave da 128 bit sono necessari circa  $2^{127}$  tentativi. Il calcolatore più potente ad oggi compie circa  $10^{16}$  operazioni floating point al secondo, dunque l'attacco terminerebbe dopo  $10^{18}$  anni.

dell'appartamento un'altra "Powerline" sarebbe collegata alla presa TV. Per fornire la connettività ai terminali mobili l'uscita della "Powerline" può essere collegata ad un router WiFi.

Forti della convinzione che il sistema può essere realizzato mediante qualcosa di molto simile alle Powerline, abbiamo preso una coppia di Powerline riadattate per l'uso su cavo coassiale e abbiamo fatto dei test di trasmissione sull'impianto TV. La porta Ethernet è stata collegata ad un server NAS dal quale abbiamo scaricato un file da 40 MB. Il collegamento diretto tra PC e server NAS (senza Powerline) ha dato come risultato una velocità di circa 90 Mbps.

Abbiamo fatto due test: il primo collegando il server NAS ad una Powerline collegata a sua volta ad un'altra Powerline tramite un cavo coassiale molto corto; il secondo introducendo l'impianto analizzato nel capitolo 3. Con grande stupore ci siamo resi conto che le prestazioni in presenza dell'impianto erano addirittura migliori di quelle senza. Infatti nel primo caso si raggiunge una velocità in upload di 63 Mbps contro 77 Mbps del secondo test, in download invece le differenze sono minime: 42 Mbps contro 44 Mbps (figure 4.3 e 4.4). I test sono stati ripetuti modificando anche la dimensione del file sul server NAS, i risultati sono stati sempre paragonabili.

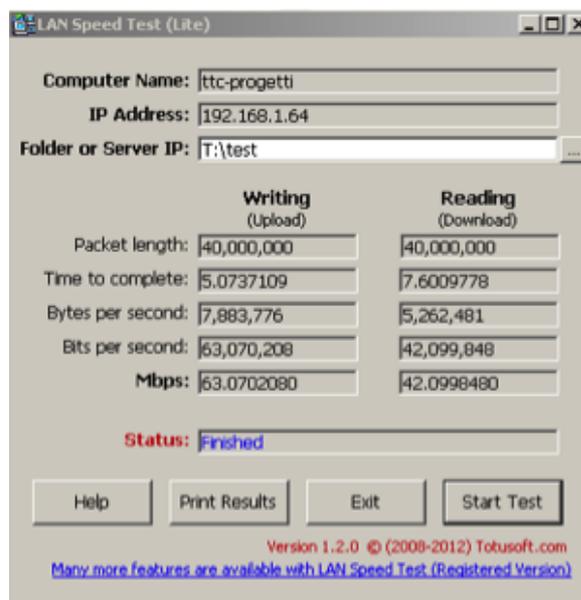


Fig. 4.3: Powerline su coassiale

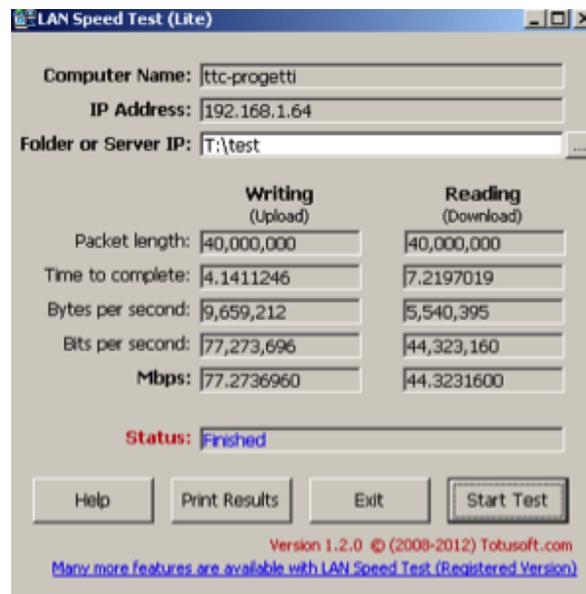


Fig. 4.4: Powerline su impianto TV

Per cercare di comprendere il motivo di questa differenza siamo andati a vedere lo spettro del segnale trasmesso nei due casi: figure 4.5 e 4.6. Come possiamo notare dalla prima figura, abbiamo uno spettro di densità di potenza di circa  $-10$  dBm/Hz che in  $30$  MHz è un valore molto alto. In realtà nello strumento è inserito il max hold, dunque quello che vediamo sono i picchi massimi e la potenza media trasmessa è quella prevista dallo standard, cioè  $20$  dBm. È probabile che il ricevitore lavori male con un valore così alto di potenza, infatti le Powerline sono progettate per trasmettere sui cavi in rame stesi per il trasporto dell'energia elettrica a  $50$  Hz, quindi un mezzo di trasporto poco efficiente a  $30$  MHz. Poiché nessuno collegherà mai due powerline direttamente, questo giustifica l'uso di un valore di potenza così "elevato", ed è dunque possibile che il ricevitore non sia in grado di lavorare al meglio in quelle condizioni. La figura 4.6 mostra invece lo spettro all'uscita dell'impianto TV. Vediamo dunque che la potenza in ingresso al ricevitore è decisamente minore e quindi le prestazioni sono migliori.

Le prove sono state ripetute anche con l'impianto in condizioni non ottime (connettori montati male, derivatori non terminati...) e i risultati sono sempre stati paragonabili a quelli dell'impianto ottimo. Infatti come abbiamo visto nel capitolo 3, alle basse frequenze l'impianto non presenta particolari irregolarità che invece nascono a frequenze più alte.



Fig. 4.5: Spettro Powerline su coassiale



Fig. 4.6: Spettro Powerline su impianto TV

È opportuno fare qualche considerazione sulla potenza trasmessa. Abbiamo detto che lo standard prevede 20 dBm, un segnale così potente potrebbe danneggiare l'amplificatore. È vero che è immesso a valle dell'amplificatore, tuttavia nulla vieta al segnale di propagarsi anche nel verso opposto e entrare nell'amplificatore dalla porta di uscita. Per questo motivo l'accoppiatore che effettua la somma dei due segnali (Powerline + DVB-T) deve evitare che ciò accada. Chiaramente questa è una delle specifiche fondamentali di un'accoppiatore direzionale che generalmente garantisce un disaccoppiamento tra le due porte di 40 dB. In questo caso potrebbero però non essere sufficienti, tuttavia c'è abbastanza banda di guardia per inserire un filtro passa alto tra l'uscita dell'amplificatore TV e l'accoppiatore in modo da evitare ogni tipo di problema.

Analogamente un'operazione simile andrebbe fatta su ogni presa dell'impianto, tuttavia dalle misure effettuate ci siamo resi conto che tale precauzione non è necessaria perché il front end dei decoder DVB-T filtra via quella banda. Diverso è il caso in cui si va ad utilizzare la banda 800 MHz, infatti in sezione 2.2.5 abbiamo visto che in quel caso è necessario inserire un filtro prima del decoder, tuttavia questa operazione andrebbe comunque fatta per contrastare il problema dell'interferenza dell'LTE sul DVB-T dal punto di vista dell'accoppiamento del segnale LTE con il cavo coassiale.

Finora sono stati fatti soltanto dei test cercando di sfruttare una tecnologia già esistente. È chiaro che l'intero sistema può essere ottimizzato. Innanzitutto si può dimensionare in modo da trasmettere il valore minimo di potenza necessario a garantire il corretto funzionamento e le prestazioni prestabilite. Questa operazione è abbastanza semplice nel caso in cui sia presente un solo utente, diventa più complessa quando abbiamo a che fare con più utenti, perché l'attenuazione dell'impianto potrebbe essere diversa per ogni utente. Si può dimensionare sul caso peggiore, oppure sviluppare un sistema di controllo automatico del guadagno. Questo sistema verrà presentato nella prossima sezione, in quanto vedremo che per il sistema "Repeater analogico" è indispensabile.

Per quanto riguarda invece la larghezza di banda, effettivamente su cavo coassiale c'è molto di più di 28 MHz, quindi si può pensare di sfruttare una banda maggiore per utilizzare un formato di modulazione più efficiente in potenza.

Nonostante le ottimizzazioni il sistema presenta comunque i seguenti problemi:

1. La banda utilizzata è la stessa del canale di ritorno TV;

2. in un condominio è difficile gestire la privacy del singolo utente;
3. esiste solo un'unica SIM per tutti gli utenti;
4. il modem sul tetto implica anche la presenza della SIM sul tetto, dunque è facilmente manomissibile;
5. il sistema è mono operatore;
6. nel caso multiutente la rete mobile vede il solo flusso aggregato e non è in grado di identificare il singolo utente.

In realtà il primo punto è facilmente risolvibile. È sufficiente infatti spostare il segnale nella banda libera a 800 MHz. Le prestazioni del sistema a quella frequenza verranno analizzate nelle sezioni successive. Il secondo problema inizia ad essere più complesso. Infatti è vero che il segnale su cavo è criptato e quindi non è accessibile dall'esterno, però è anche vero che ogni utente del condominio se è abbonato al servizio è in grado di decrittare quel segnale. All'interno del condominio si verrebbe a creare una grande LAN. Si può bypassare il problema creando delle VLAN<sup>2</sup>, però rimane sempre il fatto che esiste un'unica SIM che sarebbe quindi di proprietà del condominio. Per quanto riguarda la SIM sul tetto si può pensare di chiudere il modem in un box blindato (avendo l'accortezza di tenere le antenne al di fuori del box), però aumenta notevolmente il costo del sistema. A proposito del singolo operatore, c'è da dire che in realtà è possibile estendere il sistema a più operatori ognuno dei quali dovrebbe installare un modem con una SIM sul tetto. I flussi IP provenienti dai vari modem dovrebbero essere multiplati su cavo o con una tecnica statica (TDM, FDM, CDM) oppure dinamicamente tramite uno switch.

All'ultimo punto purtroppo non c'è soluzione. Non c'è nessun modo per permettere alla rete mobile di identificare il singolo utente senza modificare il suo funzionamento. Questo viola in quinto punto fondamentale riportato all'inizio del capitolo.

È importante notare che ogni utente avrebbe comunque un indirizzo IP e sarebbe comunque in qualche modo identificabile, però questa operazione non può essere svolta dalla rete mobile. Per un operatore di telefonia mobile questa operazione è di fondamentale importanza sia per motivi commerciali, ad esempio potrebbe fornire una qualità del servizio maggiore ad un utente piuttosto che ad un altro, sia per motivi legali, ad esempio

---

<sup>2</sup>Virtual LAN è una tecnologia, tipicamente software, che consente di suddividere una LAN in più LAN (virtuali perché fisicamente allocate sulla stessa infrastruttura) non comunicanti tra loro.

durante un'indagine potrebbe essere richiesto all'operatore di tracciare il traffico di un particolare utente.

Il sistema dunque si presta bene ad essere installato in una villa o comunque in una casa mono familiare mantenendo la sua economicità e semplicità, diventa invece molto più costosa e complessa, se non impossibile (a causa del problema dell'identificazione sulla rete mobile) l'installazione in un condominio.

## 4.2 La soluzione "Repeater analogico"

Questa soluzione è decisamente più complessa della precedente. Poiché passare al livello IP direttamente sul tetto rende trasparente alla rete mobile tutto ciò che viene dopo, è necessario portare l'intero segnale LTE presente in aria dentro l'appartamento dell'utente. In linea di principio lo scopo di questa soluzione è quello di ripetere il segnale presente all'esterno senza demodularlo, agendo dunque solo al livello analogico.

È interessante osservare che una banda LTE usa alcune frequenze TV, quindi da quel punto di vista non ci sono problemi di transito nell'impianto, fatta eccezione per il passaggio attraverso l'amplificatore TV che deve essere evitato per tutta una serie di ragioni largamente discusse in precedenza. Potremmo allora concludere che questa soluzione sia effettivamente molto semplice, perché basterebbe amplificare il segnale, immetterlo nell'impianto a valle dell'amplificatore TV e prelevarlo dentro casa.

Purtroppo questa conclusione non è affatto corretta per i seguenti motivi:

1. Stiamo trascurando l'uplink. Non possiamo pensare di utilizzare lo stesso amplificatore per amplificare i due segnali;
2. L'LTE è MIMO, perciò dato che il cavo coassiale della discesa di antenna è uno solo, i segnali provenienti o destinati alle varie antenne devono essere multiplati sullo stesso cavo. Questo implica che per non demodulare il segnale analogico, l'unica strada percorribile è quella di separare i segnali in frequenza;
3. non si può amplificare il segnale a piacere perché si rischia di alterare il funzionamento dell'LTE. Infatti se il terminale vede un segnale troppo forte potrebbe pensare di essere vicino l'eNodeB e dunque passare ad una costellazione più ricca e ridurre la ridondanza di codifica di canale;

Il primo problema è automaticamente risolto perché l'uplink è allocato su una banda differente da quella del downlink e dunque tramite una coppia di filtri passa banda si possono separare i due segnali e amplificarli indipendentemente. In effetti anche la soluzione al secondo problema non è poi così complessa, infatti è sufficiente traslare il segnale proveniente da ogni antenna (downlink) e quello destinato ad ogni antenna (uplink) su una banda diversa. Per fare questo è sufficiente un oscillatore, un mixer ed un filtro passa banda, infatti

$$\cos(\omega_{RF}t)\cos(\omega_{LO}t) = \frac{1}{2}\cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t] + \frac{1}{2}\cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] \quad (4.1)$$

dunque filtrando via il coseno della somma si ottiene una conversione verso il basso sulla portante  $\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$ , filtrando via il coseno della differenza si ottiene invece una conversione verso l'alto. Il sistema può dunque essere utilizzato (cambiando solo il filtro) sia per portare il segnale da RF a IF sia per portarlo da IF-RF. Inoltre si può facilmente dimostrare che l'oscillatore locale (LO) non deve essere nemmeno accordato con la fase della portante del segnale, perché

$$\begin{aligned} \cos(\omega_{RF}t + \varphi)\cos(\omega_{LO}t + \theta) &= \\ = \frac{1}{2}\cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t + (\varphi + \theta)] &+ \frac{1}{2}\cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + (\varphi - \theta)] \end{aligned} \quad (4.2)$$

dunque in ogni caso il segnale verrà traslato a IF, cambierà semplicemente la sua fase iniziale.

Il secondo problema invece è decisamente più complesso, bisogna infatti fare in modo che la tratta dal tetto all'appartamento sia a guadagno zero, cioè il guadagno degli amplificatori deve uguagliare le perdite dell'impianto. Premesso che questa operazione potrebbe essere fatta anche manualmente al momento dell'installazione, tuttavia cerchiamo di progettare un sistema di controllo automatico del guadagno. Dobbiamo capire bene qual'è il percorso del segnale, perciò prima di andare avanti andiamo ad osservare lo schema a blocchi dell'intero sistema. La figura 4.7 mostra il sistema in downlink mentre la 4.8 riguarda l'uplink.

Partiamo dal downlink. Dopo essere stato ricevuto dall'antenna il segnale vede un primo stadio di amplificazione a basso contributo di rumore, a quel punto c'è la conversione a IF e dunque un secondo stadio di amplificazione di potenza prima dell'immissione nell'impianto TV. All'interno dell'appartamento è presente un attentatore variabile del quale scopriremo a breve l'utilità, poi il segnale viene riportato a RF e inviato ad un modem

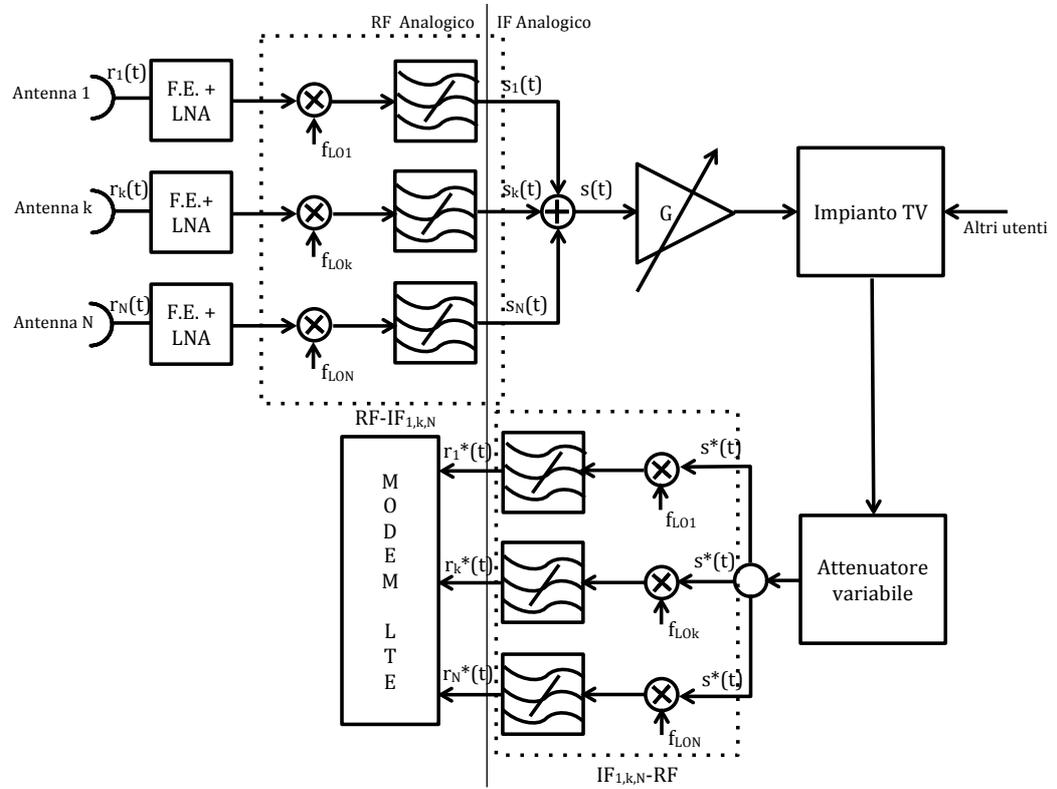


Fig. 4.7: Repeater Analogico downlink

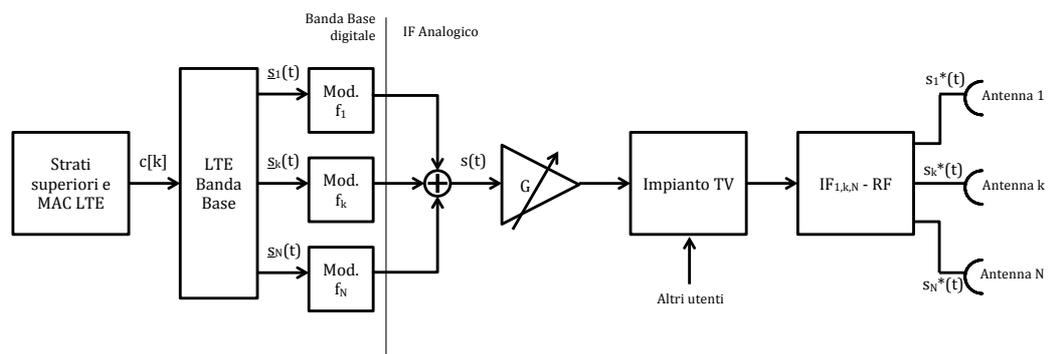


Fig. 4.8: Repeater Analogico uplink

LTE. L'amplificatore da controllare è ovviamente quello di potenza e le attenuazioni in gioco possono essere molto alte. Per capire quale può essere un limite superiore dobbiamo considerare che l'amplificatore TV più potente ha un'uscita a vuoto di  $124 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$  che con 32 canali scende a  $119 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$ . Dato che il livello minimo richiesto in presa è di  $45 \text{ dB}_{\mu\text{V}}$  significa che l'impianto può attenuare massimo 74 dB (cfr capitolo 2). In realtà gli installatori e i produttori di impianti TV dichiarano che l'attenuazione massima non supera mai i 60 dB. Il guadagno dell'amplificatore di potenza deve quindi essere pari alla somma delle perdite dell'impianto e quelle del sistema (convertitori RF-IF e IF-RF) meno il guadagno del LNA di front end e può essere dell'ordine di grandezza dei 50-60 dB. Come si può controllare questo amplificatore? L'idea è quella di abilitare una modalità di test durante la quale l'amplificatore di potenza trasmette su cavo un segnale bianco nella banda di lavoro, di potenza nota. Ogni ricevitore a questo punto è in grado valutare le perdite dell'impianto dalla presa in casa all'amplificatore e può utilizzare questo dato per la gestione del guadagno in uplink. In realtà al valore calcolato deve sommare le perdite del convertitore IF-RF sul tetto. Da notare che la scelta di trasmettere un segnale bianco piuttosto che una sola sinusoide dà la possibilità al terminale dentro casa di regolare eventualmente la pendenza dell'amplificazione per pre-equalizzare il canale.

A questo punto ogni terminale comunica il valore di attenuazione calcolato ed eventualmente la sua variazione in frequenza tramite un segnale modulato in una banda dedicata a tale scopo. Sul tetto una logica di controllo leggerà questi dati e troverà tutti valori diversi perché ogni utente potrebbe vedere un'attenuazione diversa. È in questo contesto che entra in gioco l'attenuatore variabile. L'amplificatore sul tetto regolerà il guadagno sulla base del maggior valore di attenuazione ricevuto e gli attenuatori abbasseranno il livello del segnale in arrivo agli altri utenti.

Rimane solo da regolare gli attenuatori. Quest'ultima operazione può essere effettuata facendo amplificare al dispositivo sul tetto un secondo segnale di potenza (pre-amplificazione) nota al ricevitore. Il ricevitore conoscendo il valore di attenuazione della sua tratta sarà in grado di calcolare il delta del guadagno e regolare di conseguenza l'attenuatore.

Dato che i segnali OFDM hanno uno spettro piuttosto costante e la banda scelta per la segnalazione dei parametri di controllo amplificazione è fuori dalle bande di lavoro del sistema, dopo la fase iniziale, l'intera operazione di regolazione del guadagno può essere ripetuta ad intervalli di tempo prestabiliti senza interrompere il servizio.

Prima di concludere è opportuno osservare che l'attenuatore funziona solo in downlink, dunque è un filtro e non un semplice attenuatore piatto

in banda;

Con un po' di fatica anche il secondo problema può essere risolto, possiamo dunque tornare sulle figure 4.7 e 4.8 per capire meglio il funzionamento del sistema. Nella parte downlink viene prelevato il segnale di ogni antenna, portato su una frequenza intermedia (diversa per ogni antenna), amplificato, immesso nell'impianto, prelevato dentro l'appartamento e riportato alla sua frequenza originale. A quel punto i segnali in uscita dai convertitori IF-RF dovrebbero essere molto simili a quelli prelevati dalle antenne sul tetto e dunque possono essere immessi direttamente in un modem LTE al posto delle antenne. Il modem LTE deve essere anche WiFi per garantire la connettività ai terminali dentro casa.

Specchiando il sistema si ottiene invece l'uplink. In realtà la parte iniziale dell'uplink di figura 4.8 è composta dal solo blocco di banda base di un modem LTE che fornisce i segnali analogici (in banda base) da modulare intorno alla portante e trasmettere su ogni antenna. La parte finale del downlink invece è formata da un convertitore IF-RF ed un modem LTE classico. Tale differenza ha il solo scopo di mettere in evidenza che i due modi di agire portano allo stesso risultato. La prima soluzione, seppure più elegante, necessita però di un modem sviluppato esclusivamente per questo sistema, mentre la seconda permette di utilizzare un modem già esistente. Ovviamente sia uplink che downlink possono essere realizzati impiegando una qualsiasi delle soluzioni, l'importante è che la scelta sia comune, perché l'utente dentro casa avrà un unico modem per downlink e uplink e non due separati.

Finora non ci siamo soffermati su un aspetto molto importante. Per come è stato pensato, il sistema occupa una banda  $(N+M)/2$  (N antenne trasmittenti, M antenne riceventi) volte maggiore di quella in aria. Poiché la massima larghezza di banda LTE è 20 MHz, per implementare un sistema con due antenne trasmittenti e due riceventi abbiamo bisogno di 80 MHz. Visto che deve essere multi operatore, dobbiamo moltiplicare per il numero degli operatori che in Italia è quattro, dunque sono necessari 320 MHz di banda. Dobbiamo però aggiungere le bande di guardia. Lo standard non prevede bande di guardia tra le frequenze dei vari operatori (perché si utilizza solo un sottoinsieme di tutte le sottoportanti presenti, quindi la banda di guardia è già conteggiata in quella dichiarata: appendice A), ma prevede solo 11 MHz tra downlink e uplink per facilitare il filtraggio. Per lo stesso motivo conviene avere una banda di guardia simile anche tra DVB-T ed LTE, in modo da non avere i problemi di interferenza citati in precedenza. La banda necessaria è quindi di 342 MHz. Purtroppo su

cavo coassiale sono disponibili solo 160 MHz tra 790 MHz e 950 MHz che bastano solo per un operatore.

A questo punto dobbiamo fare due osservazioni. La prima riguarda l'attuale assegnazione delle frequenze LTE che vede 20 MHz contigui solo per alcuni operatori e solo a 2.6 GHz. Dato che la portante a 2.6 GHz per ovvi motivi di propagazione verrà utilizzata solo in ambito indoor, possiamo limitarci ad allocare su cavo 15 MHz per antenna, anziché 20 MHz. In questo modo la banda necessaria per operatore scenderebbe a 60 MHz e dunque si può estenderne il funzionamento anche ad un altro.

La seconda osservazione è stata già fatta nel capitolo 3 e riguarda gli impianti satellitari. È abbastanza raro trovare un impianto che condivida lo stesso cavo sia per l'impianto terrestre che quello satellitare. Ciò che potrebbe accadere, ma rimangono comunque casi poco frequenti, è che terrestre e satellitare viaggino su cavi diversi fino alla scatola di derivazione sul pianerottolo del condominio e vengano poi miscelati sullo stesso cavo per arrivare dentro casa dell'utente. In quel caso il nostro sistema potrebbe portare il segnale fino alla scatola di derivazione per poi irradiarlo in quel punto.

Ad ogni modo il sistema può funzionare anche in 160 MHz di banda, ma per fare ciò bisogna passare alla soluzione "Rigeneratore Numerico", può invece funzionare tranquillamente in modalità multi operatore tramite la soluzione "Repeater Analogico" nel caso in cui l'impianto TV sia dedicato solo alla ricezione dei canali terrestri (che rappresenta la maggior parte dei casi).

Un'ultima valutazione da fare riguarda il peggioramento del rapporto segnale rumore. Dalla figura 4.7 possiamo calcolare il fattore di rumore dell'intero sistema:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_L} + \frac{(F_3 - 1)A_m}{G_L} + \frac{(F_4 - 1)A_m}{G_L G} + \frac{(F_5 - 1)A_m A_i}{G_L G} + \frac{(F_6 - 1)2A_m A_i}{G_L G} \quad (4.3)$$

Dove:

1.  $F_1$  è il fattore di rumore del Low Noise Amplifier che possiamo considerare pari a 3 dB [15];
2.  $F_2$  ed  $F_5$  sono i fattori di rumore dello stadio di conversione RF-IF e viceversa che possiamo considerare pari alle perdite di conversione indicate con  $A_m$  e pari 8 dB [16];

3.  $F_3$  è il fattore di rumore dell'amplificatore di potenza. In [20] è riportato un amplificatore LTE atto a svolgere proprio questo compito (in realtà nella banda 704 MHz - 746 MHz che è quella statunitense, e non 800 MHz) che ha un fattore di rumore di 3.5 dB, consideriamo però il valore più conservativo di 5 dB;
4.  $F_4$  è il fattore di rumore della cascata impianto TV e attenuatore variabile. Possiamo considerarlo pari all'attenuazione totale indicata con  $A_i$  e pari a 60 dB (caso peggiore).
5.  $F_6$  è il fattore di rumore del modem LTE che secondo lo standard non deve essere maggiore di 9 dB.
6.  $G_L$  e  $G$  sono rispettivamente i guadagni del LNA (20 dB [15]) e dell'amplificatore di potenza ( $G = 2A_m + A_i - G_L = 56$  dB).

Introducendo questi valori (dopo averli convertiti in lineare, esempio 20 dB  $\rightarrow 10^2$ ) otteniamo un fattore di rumore complessivo  $F_{tot}$  poco superiore a 9 dB. Sembrerebbe dunque che tutta la catena non peggiori il rapporto segnale rumore che normalmente sarebbe presente all'ingresso di un modem LTE di un classico terminale mobile, in realtà bisognerebbe tenere conto anche del rumore di fase degli oscillatori locali che sicuramente introdurrà un peggioramento in termini di SNR. Un'altra causa di peggioramento delle prestazioni è senza dubbio la distorsione lineare dell'impianto TV. Nel capitolo 3 ne è stato valutato il comportamento e si è visto che l'attenuazione non è costante ma cresce linearmente con la frequenza, inoltre se l'impianto è disadattato è presente un ripple. Poiché l'aumento di attenuazione è di circa 5 dB in 100 MHz, come visibile in figura 3.15 qui riportata in figura 4.9, in 20 MHz l'effetto è trascurabile e comunque se necessario è facilmente pre-equalizzabile tramite un amplificatore con guadagno linearmente crescente con la frequenza. Quello che invece deve essere valutato è l'effetto del ripple. Nel capitolo 3 abbiamo visto che è causato dal disadattamento di impedenza che dà luogo ad un'onda riflessa. Può essere dunque facilmente simulato andando a sommare al segnale utile, una copia ritardata e attenuata dello stesso.

Considerando che 100 m di cavo coassiale vengono percorsi da un segnale che viaggia a  $2/3 c$  ( $c \simeq 3 \cdot 10^8$  m/s la velocità della luce nel vuoto) in 500 ns e la frequenza di campionamento di un segnale LTE è massimo 30.72 MHz, il ritardo non deve essere maggiore di 15 campioni. Se andiamo a visualizzare il modulo della funzione di trasferimento otteniamo il risultato in figura 4.10a. Il ripple della funzione di trasferimento in 4.10a assomiglia a quello in figura 4.9 con l'unica differenza che nel primo la

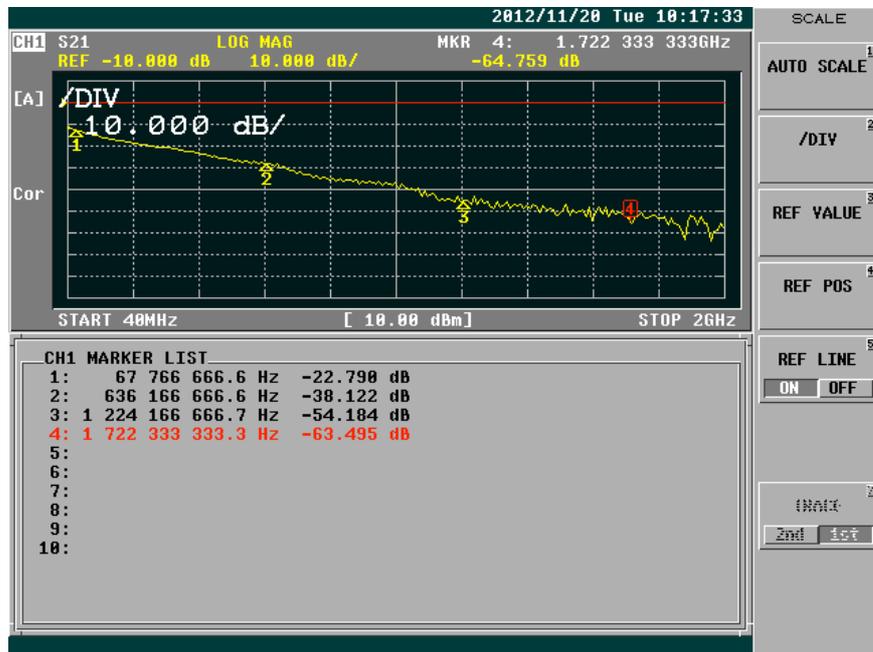
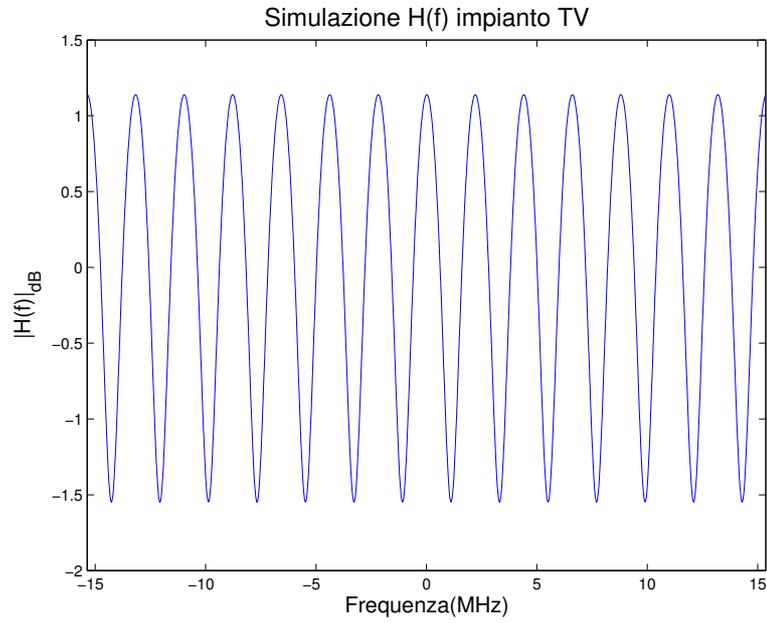


Fig. 4.9: Caratterizzazione impianto TV connettori installati in modo scorretto

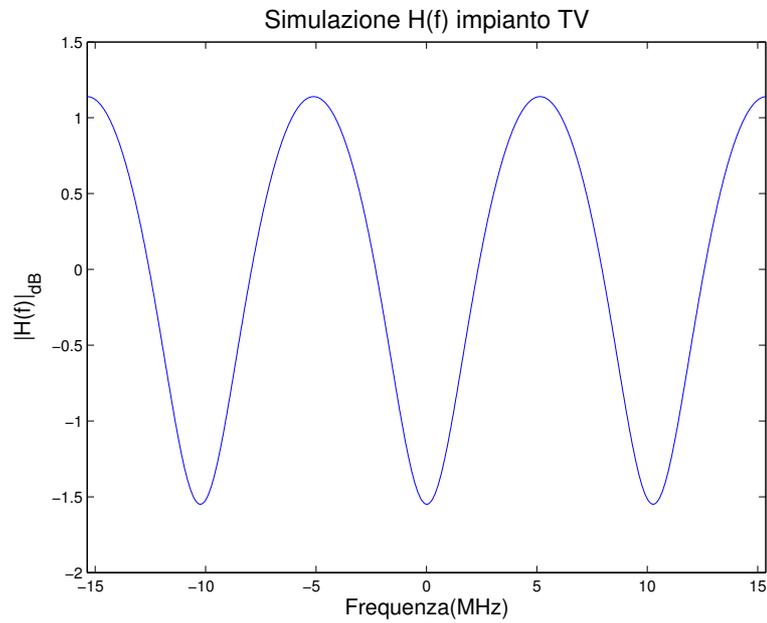
banda è 30 MHz, nel secondo lo span è 2 GHz. Dunque 15 campioni di ritardo sono eccessivi, anche perché molto probabilmente la riflessione non avverrà su tutta la linea, ma su una tratta minore. Se consideriamo 20 m i campioni di ritardo diventano dunque 3 e la  $H(f)$  assume la forma in figura 4.10b.

Passiamo allora a valutare gli effetti di questa distorsione. Dalle simulazioni possiamo notare che la costellazione tende a ruotare fino ad una rotazione massima in corrispondenza dei minimi (rotazione in senso orario: figura 4.12a) e dei massimi (rotazione in senso anti orario: 4.12b) della funzione di trasferimento. Per capire quale possano essere i risvolti di questo effetto pensiamo a cosa potrebbe accadere se la rotazione fosse di 90 gradi. In quel caso osserveremmo una costellazione normalissima, ma la probabilità di errore sarebbe molto elevata perché il ricevitore confonderebbe tutti i punti. La stessa cosa accadrebbe se la rotazione fosse maggiore di 45 gradi perché il criterio migliore di decisione implica la scelta in base alla distanza euclidea e in quel caso i punti sarebbero più vicini ad un'altra posizione (esempio il primo punto in alto a sinistra sarebbe più vicino al punto in alto a destra piuttosto che alla sua posizione originale).

Dobbiamo dunque capire se la distorsione dell'impianto può causare una rotazione maggiore di 45 gradi. Per fare ciò conviene osservare la figura

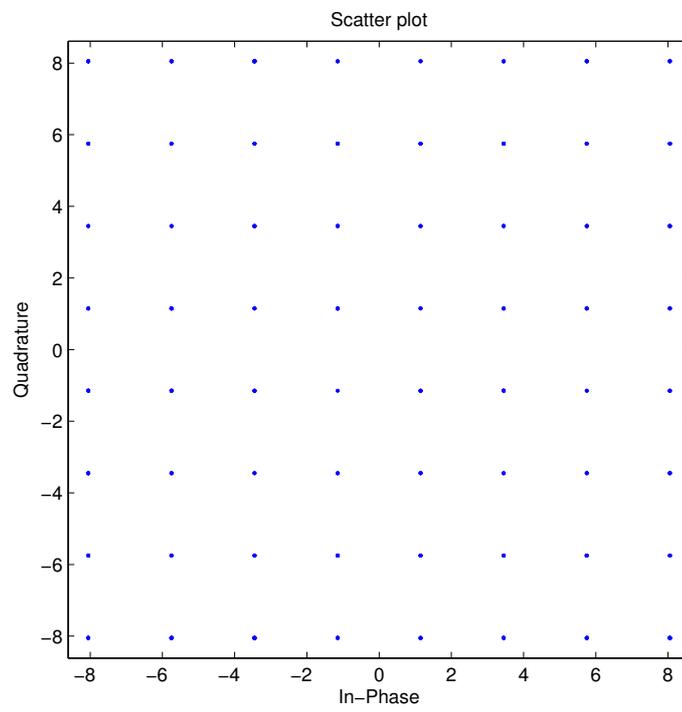


(a) eco con 15 campioni di ritardo

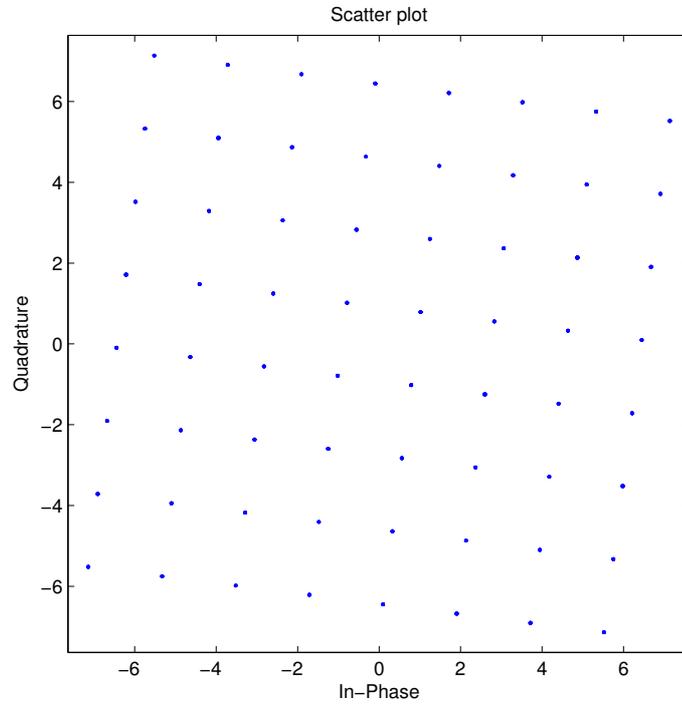


(b) eco con 3 campioni di ritardo

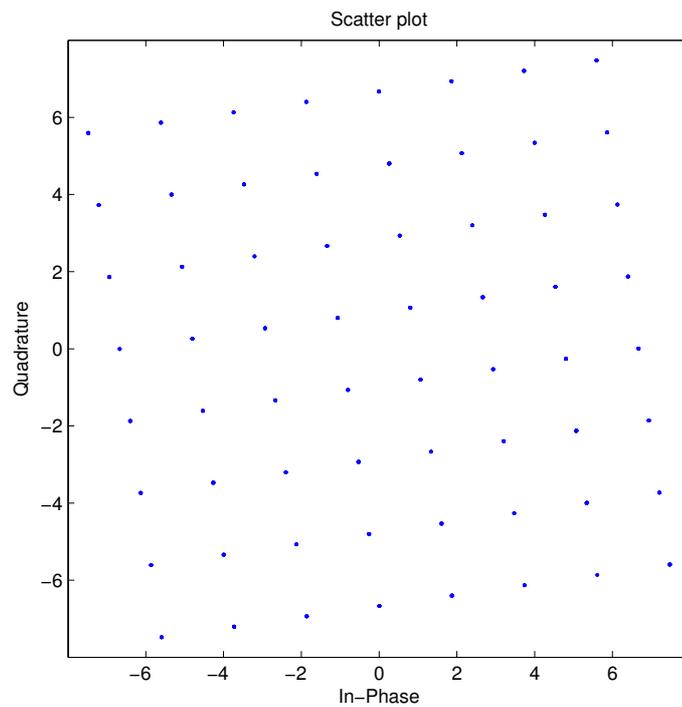
**Fig. 4.10: H(f) impianto TV simulata**



**Fig. 4.11: Costellazione sottoportanti non distorte**



(a) rotazione oraria (minimo dell' $H(f)$ )



(b) rotazione anti oraria (massimo dell' $H(f)$ )

**Fig. 4.12: Costellazione sottoportanti distorte**

4.13 che riporta i punti della costellazione di tutte le sotto portanti di un blocco OFDM. Dalla figura vediamo che alcuni punti tendono a confondersi con altri causando errori. È anche vero che la distorsione simulata è molto forte, infatti dalla figura 4.10 si nota un ripple di circa 2.5 dB. Se scendiamo sotto i 2 dB ciò non accade (figura 4.14). Prima di concludere è doveroso precisare che se per qualche ragione l'impianto TV dovesse avere un ripple maggiore di 2 dB, il problema può comunque essere risolto mediante una semplicissima equalizzazione dell'impianto. Infatti per riportare la costellazione nella sua posizione originale è sufficiente moltiplicare per  $e^{j\varphi}$ .

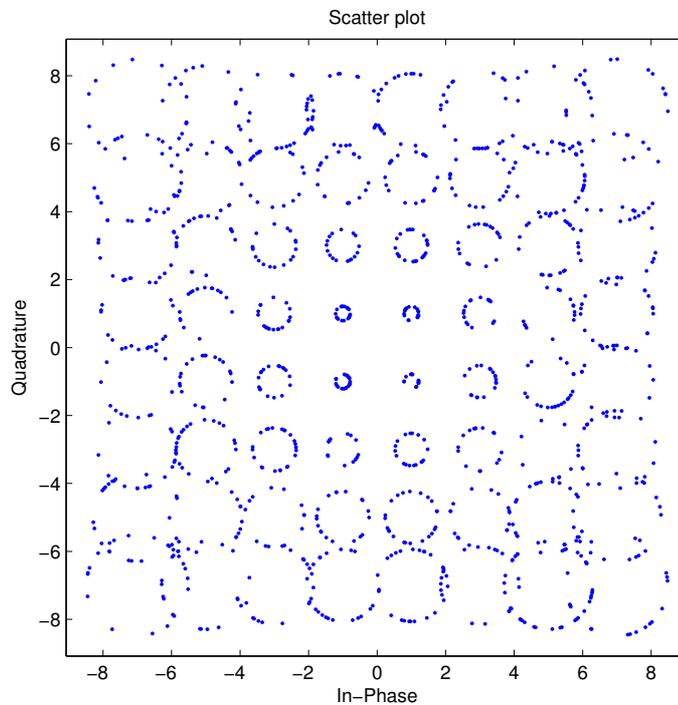
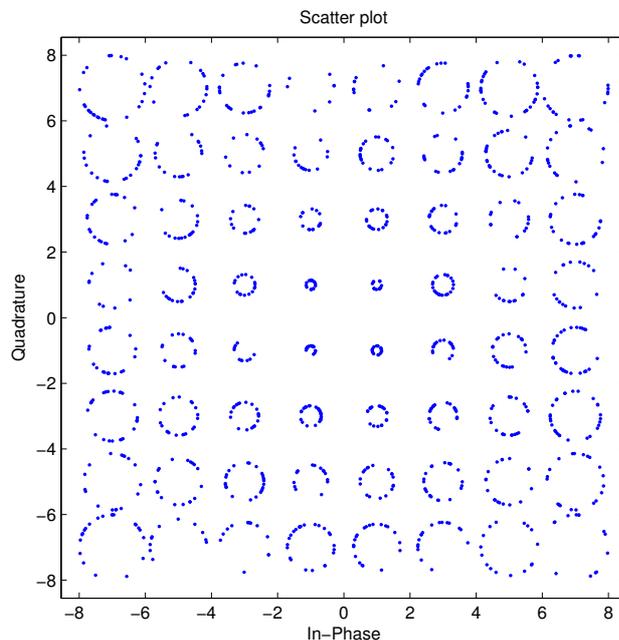


Fig. 4.13: Costellazione relativa a tutte le sottoportanti OFDM distorte da  $H(f)$  con ripple 2.5 dB

#### 4.2.1 Connettività ai terminali

Nella descrizione del sistema, probabilmente non è stato ben sottolineato un aspetto importante. Il modem di figure 4.7 e 4.8 **deve** essere un

modem WiFi per dare modo ai terminali mobili di connettersi ad Internet. In realtà esiste anche un'altra possibilità molto semplice che prevede l'eliminazione del modem dentro casa e la sostituzione con N antenne. Verrebbe dunque irradiato il segnale LTE e i terminali sfrutterebbero la propria SIM per accedere alla rete mobile, proprio come avverrebbe in una normalissima cella LTE. Questa soluzione in realtà al momento è solo teorica e necessiterebbe di diverse misure per poter valutare eventuali fenomeni di interferenza con la rete macro. In linea di principio non dovrebbero esserci particolari problemi, perché anche volendo considerare il segnale proveniente dalla rete macro un disturbo, il rapporto tra la potenza del segnale utile e questo "disturbo" sarebbe abbastanza alto per via dell'attenuazione delle pareti. In realtà sappiamo che non è un disturbo e al limite potrebbe essere considerato un'eco. In quel caso darebbe luogo ad una situazione simile a quella precedentemente simulata, dunque facilmente gestibile. Le figure 4.15 e 4.16 mostrano gli schemi a blocchi del sistema lato downlink e uplink.



**Fig. 4.14: Costellazione relativa a tutte le sottoportanti OFDM distorte da  $H(f)$  con ripple 2 dB**

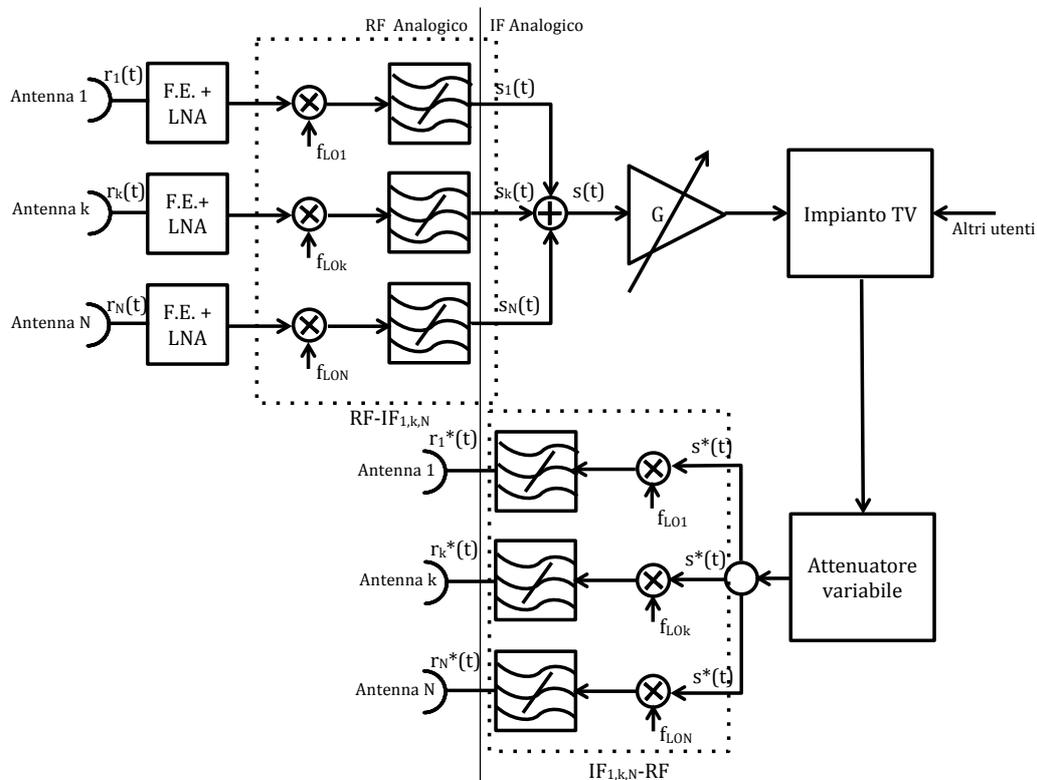


Fig. 4.15: Repeater Analogico downlink senza modem

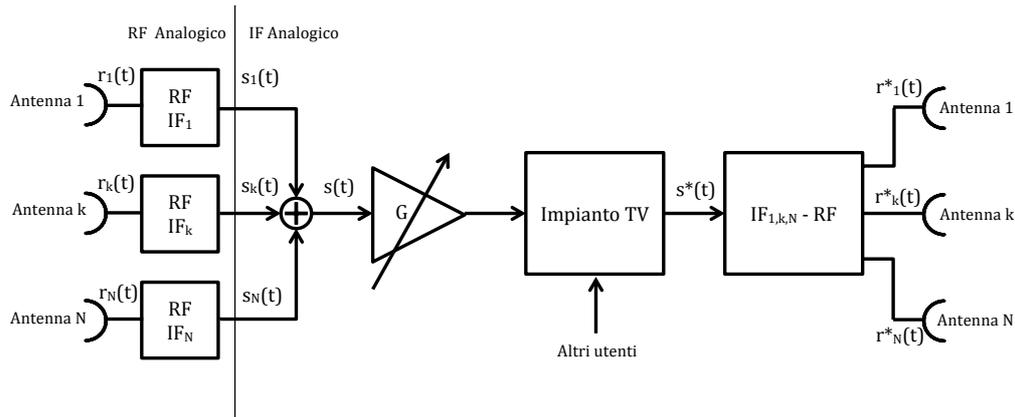


Fig. 4.16: Repeater Analogico uplink senza modem

### 4.3 La soluzione “Rigeneratore numerico”

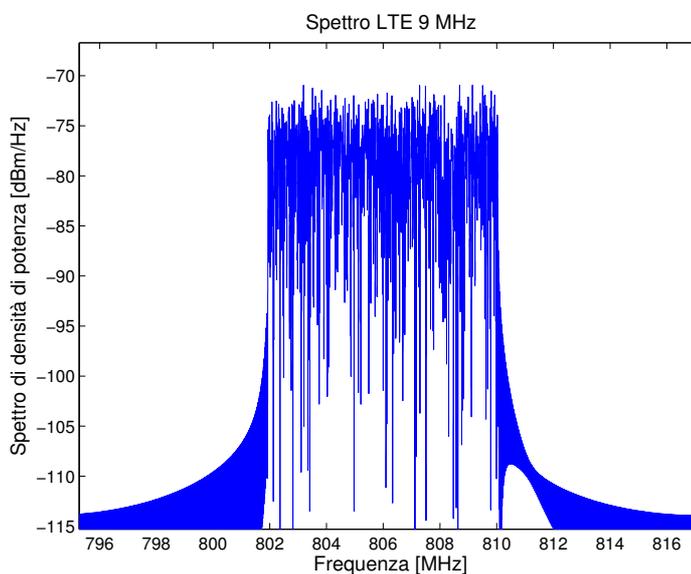
Questa soluzione è molto simile alla soluzione “Repeater Analogico” ma cerca di risolverne i problemi. Ricordiamo che con il Repeater analogico non abbiamo controllo sul rumore introdotto dalla tratta tetto-appartamento perché non possiamo regolare a piacere il guadagno dell’amplificatore. Inoltre un altro punto a sfavore di quella soluzione è senza dubbio la complessità del sistema di controllo automatico del guadagno. Infine abbiamo detto che se l’impianto è condiviso anche dal sistema di ricezione dei canali satellitari, non possiamo gestire più di due operatori di telefonia mobile.

Il rigeneratore numerico risolve questi problemi perché prevede la completa demodulazione del segnale LTE (fino al bitstream) sul tetto. Poiché la decisione sul bit è fatta prima del transito dell’impianto, è possibile amplificare senza compromettere il funzionamento della rete LTE.

Un altro vantaggio nell’estrarre il bitstream sta nel fatto che per il transito nell’impianto è possibile rimodularlo aumentando le dimensioni della costellazione e dunque ridurre l’occupazione in banda. Supponiamo di considerare la massima larghezza di banda del segnale LTE pari a 15 MHz (perché come detto nel paragrafo precedente ad oggi gli operatori di telefonia mobile hanno 20 MHz contigui solo sulla portante a 2.6 GHz che verrà utilizzata per coperture indoor e dunque non è di nostro interesse). Su 15 MHz ci sono 900 sottoportanti modulate su 1536 totali. Se consideriamo il caso peggiore, cioè il blocco OFDM che porta solo dati utente modulati 64-QAM, quel blocco trasporterà  $900 \cdot \log_2(64) = 5400$  bit. Rimodulandoli 1024-QAM, saranno necessarie  $5400/\log_2(1024) = 540$  sottoportanti che occupano una banda finita (comprese bande di guardia) di 9 MHz: figura 4.17. Infatti il rapporto tra il numero di portanti utilizzate e la larghezza di banda in MHz (per ogni banda LTE fatta eccezione solo per quella da 1.4 MHz) è sempre 60 portanti/MHz, dunque 540 portanti occupano 9 MHz.

Se rifacciamo il conto della banda necessaria per tutto il sistema, abbiamo  $9 \cdot 4 = 36$  MHz per operatore, dunque 144 MHz totali. Dobbiamo aggiungere 11 MHz di guardia tra downlink e uplink, quindi rimangono 5 MHz da utilizzare come banda di guardia sia tra DVB-T e LTE (790 MHz) sia tra LTE e DVB-S (950 MHz). Ora 2.5 MHz non è una banda di guardia molto elevata, tanto che nel Repeater analogico avevamo lasciato 11 MHz, però è sicuramente maggiore di quella presente da DVB-T e LTE in aria, che è di 1 MHz.

Per comprendere meglio il funzionamento di questo sistema, pensiamo ad un modem LTE diviso in due parti. La prima parte riceve il segnale a RF, lo porta in banda base e ne estrae il bitstream. La seconda parte invece esegue tutta l’elaborazione, a partire dalla decodifica di canale fino ad



**Fig. 4.17: LTE 15 MHz rimodulato in 9 MHz**

arrivare alle funzioni di stato MAC e superiori. La prima parte è installata sul tetto, la seconda dentro casa, sono collegate dunque dall'impianto TV. Ovviamente non possiamo immettere direttamente i bit su cavo, quindi prima dell'immissione nell'impianto andrebbero rimodulati e demodulati prima di essere inviati alla seconda parte. La catena formata da modulatore, impianto TV e demodulatore può dunque essere considerata idealmente come un lungo filo che collega le due parti del modem LTE.

Il funzionamento in uplink è totalmente duale, perciò andiamo subito ad osservare gli schemi a blocchi: figure 4.18 e 4.19

Come possiamo vedere il funzionamento in downlink è molto semplice. Il segnale ricevuto da ogni antenna viene portato in banda base tramite un demodulatore sincro fase quadratura e viene estratto il bitstream dal demodulatore OFDM/QAM. A quel punto viene rimodulato QAM/OFDM su una portante prestabilita. Come per il Repeater analogico ogni antenna ha la sua portante. I segnali quindi vengono sommati, amplificati e trasmessi nell'impianto. Da notare che a questo punto l'amplificazione può essere tranquillamente fatta sulla base del caso peggiore di attenuazione che è di 60 dB. Dunque una volta scelto il formato di modulazione, si può calcolare il rapporto segnale rumore sulla base del BER richiesto in ingresso al decodificatore di canale e dunque il valore di amplificazione necessario a garantire quel valore in ricezione. Potrebbe sorgere il dubbio che un

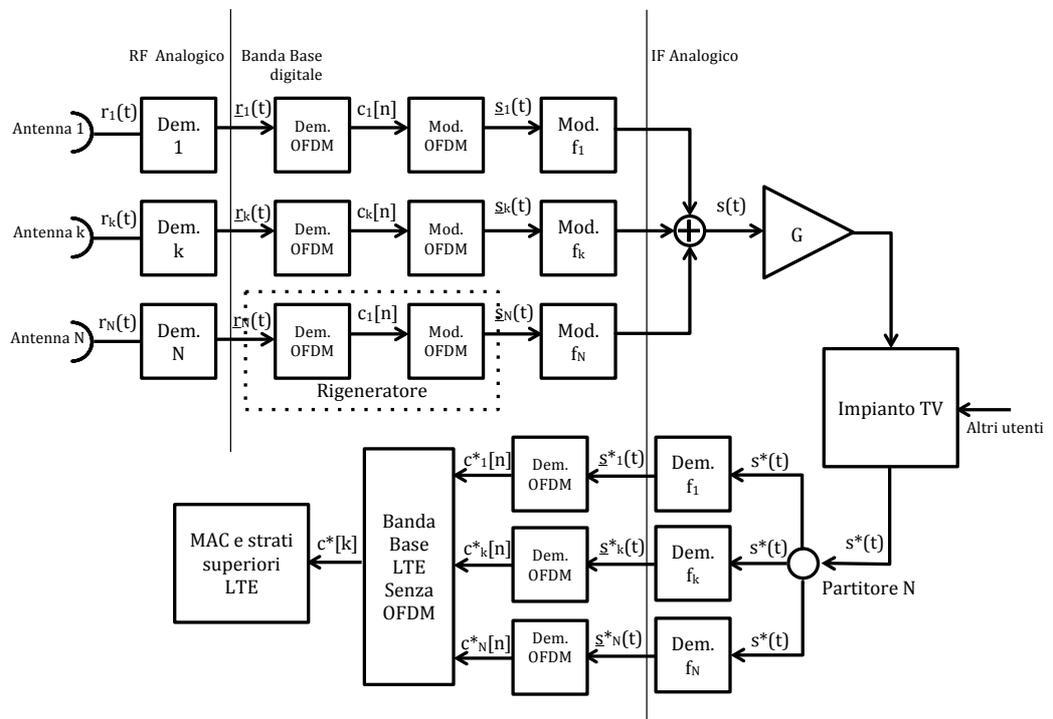


Fig. 4.18: Rigeneratore Numerico downlink

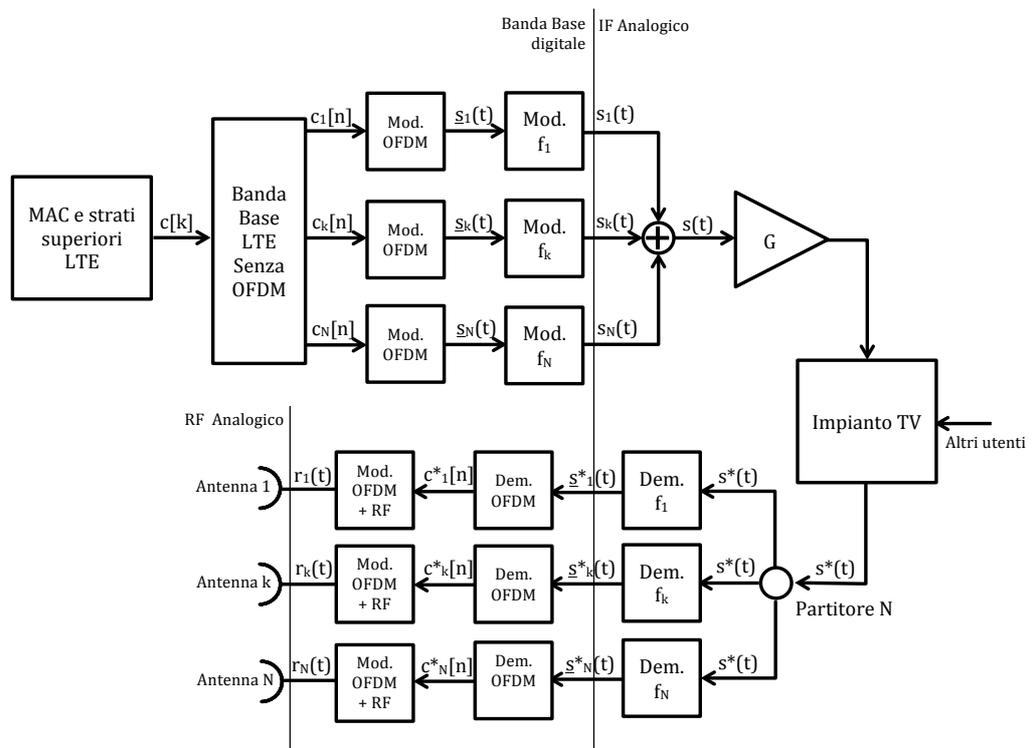


Fig. 4.19: Rigeneratore Numerico uplink

segnale LTE troppo forte immesso nell'impianto, possa causare problemi per la ricezione dei segnali DVB-T. Facciamo dunque un calcolo di quanta potenza potrebbe essere necessaria trasmettere.

Se consideriamo un BER pre-decodifica pari a  $10^{-3}$  (che in ingresso ad un decodificatore turbo fornisce una probabilità di errore residua trascurabile) per una modulazione 64-QAM abbiamo bisogno di un  $E_b/N_0$  di 16 dB. Poiché il fattore di rumore di un terminale è massimo 9 dB e il bitrate non supera i 100 Mbps, la sensibilità è pari a circa -70 dBm<sup>3</sup>. Dato che l'attenuazione massima dell'impianto è di 60 dB, non verranno mai trasmessi più di -10 dBm, che è proprio il valore usato nell'ultima misura di sezione 2.2. In quella misura un segnale LTE di potenza pari a -10 dBm veniva iniettato nell'impianto TV (a valle dell'amplificatore) e poi filtrato prima dell'ingresso nel decoder DVB-T. I risultati delle misure hanno dimostrato che con quel valore di potenza il filtro riesce comunque a eliminare l'LTE e non si riscontrano dunque particolari danni ai canali DVB-T.

Andando avanti con la catena, troviamo N demodulatori sincroni fase quadratura all'interno dell'appartamento, che hanno lo scopo di portare i segnali in banda base. A quel punto viene riestratto il bitstream e si possono seguire due strade. O si invia il bitstream ad modem LTE privo della parte radio e del demodulatore OFDM/QAM, oppure si rimodula tutto a RF e si manda in un modem LTE classico.

Vediamo l'uplink. Dentro casa sarà presente un modem LTE privo della parte radio e del modulatore QAM/OFDM (o analogamente un modem normale più un demodulatore fase quadratura e un demodulatore OFDM/QAM) seguito da un modulatore QAM/OFDM e un modulatore fase quadratura per ogni antenna. I segnali in uscita dai modulatori vengono poi sommati e amplificati. Sul tetto verrà riestratto il bitstream e rimodulato a RF.

Per completezza riportiamo anche gli schemi a blocchi nel caso di utilizzo di un modem classico: figure 4.20 e 4.21.

Tutto il sistema lavora blocco OFDM per blocco OFDM, quindi ad ogni arrivo avverranno tutte le operazioni sopra descritte. Questo significa che ogni  $66.67 \mu s$  sarà trasmesso un resource element per ogni sottoportante (cfr capitolo 1) cioè una colonna verticale della rappresentazione in figura 1.4 qui riportata in figura 4.22. Lavorando in questo modo anche su cavo sarà presente il segnale LTE.

---

<sup>3</sup> $s_{dBm} = E_b/N_0 - 174 + F_{dB} + 10 \log_{10} f_b = -69 \text{ dBm}$

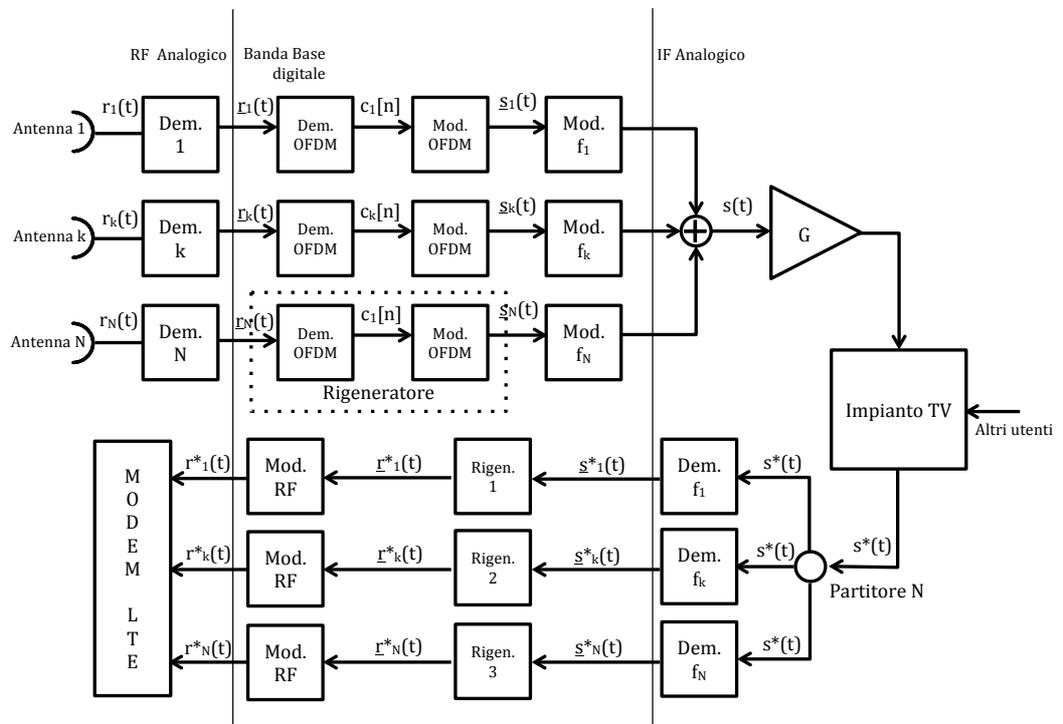


Fig. 4.20: Rigeneratore Numerico downlink con modem classico

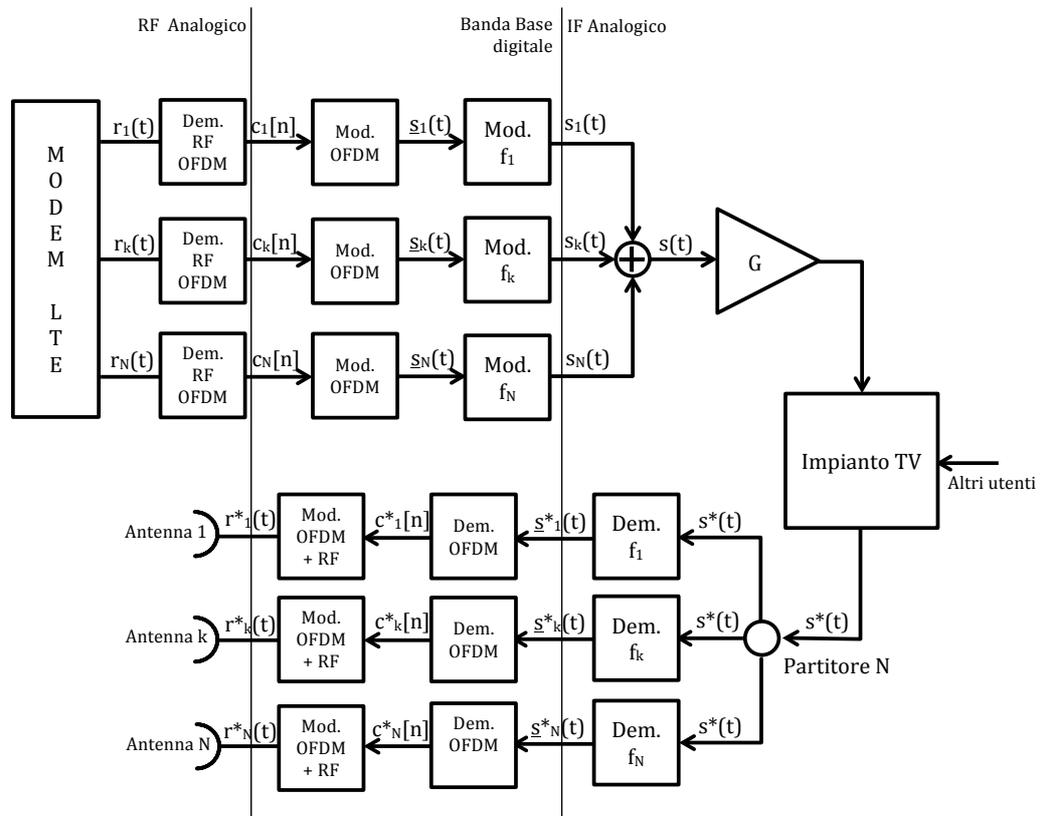


Fig. 4.21: Rigeneratore Numerico uplink con modem classico



Fig. 4.22: LTE Downlink Channels 20 MHz 4 antenne

Abbiamo visto che questo sistema può funzionare in 160 MHz senza ridurre le performance dell'LTE. C'è da dire che gli utenti che utilizzano il sistema potrebbero però non avere sempre a disposizione la banda totale, in quel caso è inutile cambiare il formato di modulazione. Allora si può pensare di installare un sistema di controllo che decida se cambiare o meno il formato di modulazione in base alla banda che gli è stata assegnata dalla rete mobile. Si può fare addirittura un ibrido con la soluzione 2. Questo nuovo sistema rimodulerebbe il segnale LTE di banda pari a 15 MHz o 10 MHz e si comporterebbe come il Repeater Analogico negli altri casi.

Per quanto riguarda la connettività ai terminali, anche in questo caso può essere assicurata tramite un modem WiFi, oppure si può pensare di irradiare direttamente il segnale LTE. In quel caso è sufficiente sostituire il modem in basso a sinistra di figura 4.20 e quello in alto a sinistra di figura 4.20 con N antenne e cercare di trasmettere la stessa potenza ricevuta sul tetto. Questa operazione potrebbe sembrare un passo indietro perché apparentemente richiede un sistema di amplificazione simile a quello del Repeater Analogico. In realtà è sufficiente misurare la potenza sul tetto e comunicarla al dispositivo dentro l'appartamento tramite un canale di controllo dedicato, di banda estremamente ridotta.

## 4.4 Connettività terminali tramite Femto Cella

In questo breve paragrafo vogliamo presentare un'alternativa per la connettività dei terminali mobili dentro casa: la Femto Cella. La Femto Cella è una cella della rete mobile di dimensioni estremamente ridotte (femto è il prefisso che indica  $10^{-15}$  che non vuol dire che il raggio della cella è  $10^{-15}$  m, ma sta solo ad indicare qualcosa di molto piccolo). A differenza però delle Pico Celle, che in linea di principio potrebbero anche avere le stesse dimensioni, la Femto Cella si interconnette alla core network tramite internet e non tramite infrastruttura dedicata (ponte radio o fibra ottica). Questo la rende uno strumento di copertura molto economico. In figura 4.23 è riportata una stazione radio base di una Femto Cella.

La Femto Cella dunque potrebbe essere utilizzata nel nostro sistema per fornire la connettività ai terminali. Può essere impiegata in tutte e tre le soluzioni, a patto che la seconda e la terza usino il sistema con modem nell'appartamento e non con re-irradiazione dell'LTE in casa. Collegando dunque l'SRB della Femto Cella al modem, la Femto Cella sarebbe in grado di connettersi alla core network perché il sistema di riutilizzo dell'impianto TV garantirebbe la connettività ad Internet. La Femto Cella dunque non



**Fig. 4.23: Home NodeB Femto Cella**

avrebbe nulla a che fare con l'LTE ma vedrebbe solo la connessione ad Internet che dal suo punto di vista potrebbe tranquillamente provenire anche da ADSL. Per questo motivo con questa soluzione si potrebbe avere a disposizione anche il segnale UMTS, inoltre di sicuro non ci sarebbero problemi di interferenza con la rete macro, perché la Femto è una cella distinta completamente indipendente da quelle adiacenti (anche se in realtà deve conoscerle per garantire il corretto funzionamento dell'handover<sup>4</sup>).

---

<sup>4</sup>L'handover è la procedura attraverso la quale il terminale mobile cambia il canale di comunicazione. Durante l'handover la connettività non viene persa

# Capitolo 5

## Conclusioni

**IL** lavoro di tesi si è concentrato sullo studio di un sistema in grado di migliorare la copertura LTE indoor sfruttando l'impianto TV già esistente. Dopo una panoramica sull'LTE abbiamo iniziato a caratterizzare gli impianti TV. Dalla caratterizzazione è emerso che l'impianto ha una funzione di trasferimento che purtroppo non è piatta in frequenza ma ha un andamento approssimativamente lineare con pendenza negativa. L'attenuazione dell'impianto dunque cresce con la frequenza. A questo andamento può essere sovrapposto un ripple di circa 2 dB nel caso in cui l'impianto non sia bene adattato.

Sono state poi svolte altre misure sugli impianti dal punto di vista dell'interferenza con l'LTE. Il problema è legato al rientro del segnale LTE nell'amplificatore TV, causando intermodulazione in banda e dunque un peggioramento della qualità del segnale DVB-T fino alla mancata ricezione dei canali. Abbiamo visto che in molti casi il problema può essere risolto con dei filtri attualmente già in commercio, sarebbe comunque opportuno da parte dei produttori di filtri continuare a sviluppare sistemi di filtraggio più performanti per risolvere i casi più critici.

Dopo aver effettuato le misure sono state proposte tre soluzioni per implementare il sistema oggetto della tesi.

La prima prevede l'installazione di un modem-router LTE standard sul tetto per distribuire nell'impianto direttamente i pacchetti IP. Un sistema del genere può essere facilmente realizzato tramite architetture simili a powerline, l'unica differenza sta nel fatto che il mezzo trasmissivo in questione è un cavo coassiale e non una linea di potenza. Punti critici di questa soluzione sono la gestione della privacy tra gli utenti di uno stesso edificio, che può essere assicurata mediante l'uso di VLAN, e il riconoscimento del

singolo utente lato rete mobile. Quest'ultimo punto purtroppo non è risolvibile senza modificare il funzionamento della rete. La banda necessaria su cavo coassiale invece dipende dal formato di modulazione scelto (nel caso si usi lo standard delle powerline la banda è 29 MHz) comunque il bitstream da trasportare non è maggiore di 100 Mbps.

La seconda soluzione prevede l'installazione di un sistema in grado di ricevere il segnale LTE analogico sul tetto, traslarlo in frequenza (su una frequenza non utilizzata sul cavo) e immetterlo nel cavo coassiale. Dalla presa TV dentro l'appartamento il segnale verrebbe poi prelevato e mandato in ingresso ad un modem-router LTE WiFi, accordato però non sulle frequenze standard, ma su quelle utilizzate per la trasmissione su cavo. Il sistema deve avere proprie antenne, perché quelle della TV sono direttive e non coprono tutte le frequenze LTE, e propri amplificatori perché quello TV funziona solo per la tratta in discesa. Inoltre c'è bisogno di un controllo del guadagno per evitare la spiacevole situazione in cui il segnale venga amplificato troppo e il terminale possa cadere in errore pensando di avere la stazione radio base vicina. La banda necessaria su cavo per questa soluzione è di 80 MHz per operatore (in Italia 4 operatori possiedono le licenze LTE) perché l'LTE prevede l'uso della tecnica multi antenna MIMO. Per ottenere buone prestazioni in termini di bitrate infatti prevediamo l'uso di due antenne in trasmissione e due in ricezione, dunque quattro antenne (fisicamente sono due perché la stessa antenna può essere usata per uplink e downlink, ma devono essere pensate come quattro). Dato che su cavo non è possibile fare MIMO, i segnali delle quattro antenne devono essere separati in frequenza e ad ogni antenna deve essere riservata una banda pari alla massima consentita dallo standard LTE, cioè 20 MHz. La banda su cavo coassiale è libera oltre 790 MHz, salvo il caso in cui quel cavo trasporti anche il segnale DVB-S. In quel caso sarebbe disponibile solo lo slot di 160 MHz tra 790 MHz e 950 MHz. Purtroppo non bastano nemmeno per due operatori, in quanto vanno lasciati una decina di MHz di banda di guarda dal DVB-T e un'altra decina tra uplink e downlink. Si può in qualche modo estendere il funzionamento a due operatori osservando che 20 MHz di banda sono disponibili solo sulla portante a 2.6 GHz che è utilizzata per le coperture indoor. Si può allora limitare la banda per antenna a 15 MHz.

Se si ha la necessità di avere più di due operatori questo sistema non è applicabile, tuttavia c'è da dire che la maggior parte degli impianti TV usa un cavo per il terrestre e uno per il satellitare, quindi la banda oltre 950 MHz può essere considerata libera.

La terza soluzione risolve il problema degli impianti misti DVB-T DVB-S perché il segnale ricevuto sul tetto da ogni antenna viene completamente

demodulato in modo da estrarre il bitstream lordo (con la ridondanza della codifica di canale e tutti i bit di controllo) e rimodulato M-QAM OFDM per farlo transitare nell'impianto TV. All'interno dell'appartamento il segnale viene nuovamente demodulato e inviato ad un modem – router LTE WiFi, privo della parte RF, per la decodifica di canale e l'elaborazione di strato MAC e superiori. Grazie alla demodulazione completa, non c'è più bisogno del controllo di potenza, perché la decisione sul bit avviene sul tetto, quindi non c'è il rischio di compromettere il funzionamento dell'LTE. La banda necessaria è la stessa della soluzione precedente, anche se in realtà può essere ridotta aumentando il numero di punti della costellazione M-QAM. Si può dimostrare che con una modulazione 1024-QAM (solo nei casi estremi, in tutti gli altri casi sono sufficienti costellazioni molto più piccole) è possibile ridurre la banda per operatore a 36 MHz e dunque 144 MHz per tutti e quattro. Rimangono 16 MHz di banda di guardia, 11 MHz tra uplink e downlink, 2.5 MHz tra DVB-T e LTE e 2.5 MHz tra LTE e DVB-S.

In tutte e tre le soluzioni la connettività ai terminali può essere assicurata tramite WiFi o tramite una Femto Cella. Per le soluzioni 2 e 3 c'è anche la possibilità di irradiare proprio il segnale prelevato sul tetto.

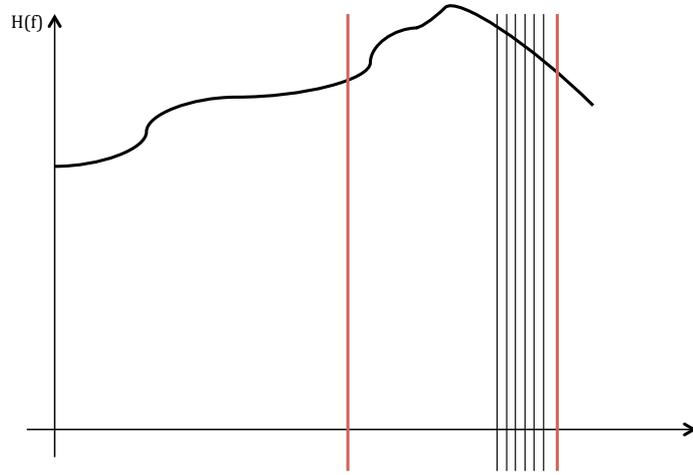
Tutto il lavoro è frutto di studio, simulazioni e misure che hanno aperto sicuramente la strada ad ulteriori studi. Il primo è senza dubbio il tema dell'interferenza tra LTE e DVB-T che andrà valutata in tante altre situazioni per comprendere effettivamente quanto possa essere grave il problema. Altro tema di ricerca è invece legato alla prima soluzione, in particolare all'estensione multi operatore - multi SIM e all'identificazione del singolo utente sulla rete mobile. Riguardo le altre due soluzioni è sicuramente interessante andare ad effettuare misure su impianti di vecchia costruzione e non solo su impianti costruiti in laboratorio, seppure con i dovuti accorgimenti per renderli quanto più simili a quelli realmente installati nelle case. Ultimo tema di interesse infine riguarda la valutazione dell'eventuale interferenza con la rete macro, qualora si decida di irradiare il segnale prelevato dal tetto, invece di inviarlo al modem su cavo.



## Orthogonal Frequency Division Multiplexing

La moltiplicazione/accesso multiplo a divisione di frequenza è la prima tecnica usata per la condivisione di un mezzo trasmissivo tra più utenti. Non a caso è l'unica che può essere applicata anche nel caso di segnali modulanti analogici. Con la nascita delle trasmissioni numeriche però si sono sviluppate altre due tecniche di moltiplicazione/accesso multiplo (a divisione di tempo e di codice) che hanno preso il posto della FDM/FDMA. Il sistema cellulare di seconda generazione (GSM) utilizza entrambe le tecniche a divisione di tempo e di frequenza, in particolare la spaziatura tra le portanti è di 200 kHz a differenza dell'UMTS che è CDM/CDMA con una banda di 5 MHz. Lo svantaggio di avere una banda larga sta nel fatto che le distorsioni del canale, che in ambiente radio mobile sono causate principalmente dal fenomeno dei cammini multipli, sono più significative. Osservando la figura A.1 è facile rendersi conto che la funzione di trasferimento del canale può essere considerata abbastanza piatta in frequenza se la banda del segnale è sufficientemente piccola. È chiaro che minore banda viene assegnata all'utente, minore sarà il bitrate, tuttavia si può pensare di assegnare più portanti. Questo è il principio sul quale si basa l'OFDM.

Seppure abbastanza recente, l'idea di base in realtà è piuttosto vecchia, tuttavia irrealizzabile in quanto necessitava di un modulatore per ogni portante. Se pensiamo che oggi si realizzano tranquillamente sistemi OFDM con 8192 portanti (l'evoluzione del DVB-T, il DVB-T2 ne utilizzerà addirittura 32768), ci rendiamo conto che effettivamente è impossibile realizzare un sistema del genere utilizzando 8192 modulatori. Che cosa è cambiato allora negli ultimi anni che ha reso possibile lo sviluppo dell'OFDM? Per un momento supponiamo di poter realizzare il nostro modulatore OFDM,



**Fig. A.1: Distorsione in banda larga (linee verticali rosse) e in banda stretta (linee verticali nere)**

tramite  $N$  modulatori elementari. Il flusso binario, dopo conversione serie - parallelo è diviso in blocchi di  $K_m$  bit ed inviato ad un modulatore che genera simboli appartenenti ad un alfabeto di dimensione  $L_m = 2^{K_m}$  dove il pedice  $m$  sta ad indicare che la dimensione dell'alfabeto può essere diversa per ogni modulatore. Il generico simbolo M-QAM

$$\mathbf{v}_m[n] = a_m[n] + jb_m[n] \quad (\text{A.1})$$

va a modulare l' $m$ -esima portante ( $a_m$  modula il coseno,  $b_m$  il seno) di frequenza pari a  $f_c + \delta_m$  con

$$\delta_m = (m - N/2)\Delta f \quad m = 0, 1, 2, \dots, N - 1 \quad (\text{A.2})$$

dove  $\Delta f$  rappresenta la distanza tra le varie sottoportanti.

Il generico simbolo  $\mathbf{v}_m$  modulato intorno alla frequenza  $f_c + \delta_m$  ha dunque la seguente espressione:

$$s_m(t) = w_T(t) \{a_m \cos[2\pi(f_c + \delta_m)t] - b_m \sin[2\pi(f_c + \delta_m)t]\} \quad (\text{A.3})$$

e quindi il blocco di  $N$  simboli modulati su  $N$  portanti equispaziate, che prende il nome di blocco OFDM, ha l'espressione

$$s(t) = w_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} a_m \cos[2\pi(f_c + \delta_m)t] - b_m \sin[2\pi(f_c + \delta_m)t] \quad (\text{A.4})$$

Il segnale in (A.4) può essere visto come un unico segnale di banda base modulato intorno alla portante  $f_c$ , dunque se indichiamo con

$$\bar{s}(t) = s_c(t) + js_s(t) = \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{v}_m g_m(t) \quad g_m(t) = w_T(t) e^{j2\pi\delta_m t} \quad (\text{A.5})$$

l'involuppo complesso di  $s(t)$ , allora

$$s(t) = \Re\{\bar{s}(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (\text{A.6})$$

$g_m(t)$  allora è l'impulso sagomatore e se la sua banda (che è quella di  $w_T(t)$ ) traslata intorno a  $\delta_m$  fosse minore di  $\Delta f$ , sarebbe possibile realizzare il demodulatore tramite un banco di N filtri passa banda centrati intorno a  $f_c + \delta_m$  ed N demodulatori accordati sulla portante  $f_c + \delta_m$ . Tuttavia nell'OFDM  $w_T(t)$  è una semplice finestra di durata T, dunque

$$w_T(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (\text{A.7})$$

che ha come trasformata di Fourier

$$W_T(f) = \mathcal{F}\{w_T(t)\} = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f} \quad (\text{A.8})$$

di banda infinita. Questo significa che non è possibile realizzare il demodulatore con un banco di filtri. Tuttavia i simboli trasmessi sono comunque ortogonali, dunque è sufficiente trovare un impulso  $h_k(t) = w_R(t) e^{j2\pi\delta_k t}$  tale che la correlazione con  $g_m(t)$  sia pari ad 1 per  $m=k$  e 0 altrimenti. Questa condizione è verificata se la durata di  $w_R(t)$  è minore di quella di  $w_T(t)$ .

Finora non abbiamo detto nulla sulla durata del blocco OFDM. In realtà è strettamente collegata alla spaziatura tra le portanti  $\Delta f$ . Infatti, dalla (A.5) notiamo che, a meno del termine  $w_T(t)$ , il segnale è periodico di periodo  $T_0 = 1/\Delta f$ , dunque il segnale trasmesso nell'intervallo  $[T_0 \ T]$  sarà uguale a quello trasmesso nell'intervallo  $[0 \ T - T_0]$ . Si sceglie sempre  $T > T_0$  perché in questo modo il sistema riesce a fronteggiare l'interferenza intersimbolica (ISI) causata dalla sovrapposizione di blocchi OFDM per multipath. Infatti, se la sovrapposizione è di durata inferiore al tempo  $T_G = T - T_0$ , detto tempo di guardia, il segnale ricevuto non subirà degradazione. Per natura l'OFDM è in grado anche di fronteggiare l'interferenza tra simboli dello stesso blocco, in quanto se  $\Delta f$  è sufficientemente piccolo da poter considerare la funzione di trasferimento del canale quasi costante in  $\Delta f$ , allora la condizione di Nyquist che garantisce l'assenza di ISI continua ad essere verificata.

Abbiamo scoperto dunque che l'informazione utile all'interno del blocco OFDM di durata  $T$  è contenuta nei primi  $T_0$  secondi, in quanto durante il tempo di guardia è trasmessa una replica dei primi simboli del blocco (i simboli trasmessi nel tempo di guardia prendono il nome di prefisso ciclico). Per questo motivo la condizione di ortogonalità può essere assicurata scegliendo la durata della finestra di ricezione pari proprio a  $T_0$ .

Un ultimo appunto da fare è legato allo spettro complessivo del segnale OFDM. Poiché i vari impulsi sagomatori  $g_m(t)$  hanno banda infinita, allora la banda del segnale complessivo sarà infinita. Tuttavia, da una determinata frequenza in poi, lo spettro può considerarsi quasi nullo. Per questo motivo la banda totale assegnata al segnale è divisa in  $N$  sottoportanti, ma le  $\Sigma$  più esterne non sono utilizzate, in modo da tenere confinato il segnale nella banda assegnata (figura A.2). Questo rende l'OFDM legger-

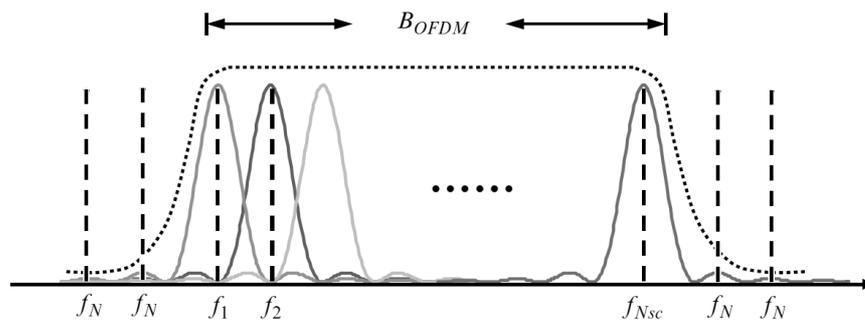


Fig. A.2: Banda di un segnale OFDM, con  $f_N$  sono indicate le portanti non modulate

mente inefficiente in banda (anche il tempo di guardia è un'altra causa di inefficienza spettrale), tuttavia ricordiamo che anche nei classici modem singola portante è presente una fonte di inefficienza legata al roll-off dei filtri sagomatori, dunque le efficienze spettrali dei due sistemi sono del tutto confrontabili, a differenza del CDM dove l'efficienza è di gran lunga inferiore per motivi di interferenza multi-utente.

## A.1 Realizzazione di un modem OFDM

Nella sezione precedente abbiamo analizzato il sistema OFDM e tutti i suoi vantaggi. Sappiamo però che non è realizzabile, in quanto è impossibile creare un trasmettitore con  $N$  modulatori distinti, dove  $N$  può essere pari

anche a 8192. Se però andiamo a campionare l'involuppo complesso  $\bar{s}(t)$  in (A.5) a passo  $1/B = T_0/N$  otteniamo la sequenza

$$\bar{s}[k] = \bar{s}\left(\frac{k}{B}\right) = (-1)^k \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{v}_m e^{j2\pi \frac{km}{N}} \quad (\text{A.9})$$

che, a parte un'alternanza di segno, è pari ai campioni della DFT inversa (IDFT) di  $\mathbf{v}_m$ . La presenza del  $(-1)^k$  corrisponde solamente ad una traslazione in frequenza di  $B/2$  in quanto  $(-1)^k = e^{jk\pi} = e^{j\pi Bt}$ . Dato che lo spettro delle sequenze è periodico, una traslazione di  $B/2$  corrisponde solamente ad una differente disposizione dei campioni. Con l'alternanza di segno il campione 0 corrisponde alla frequenza  $-B/2$ , togliendo quel fattore, c'è una traslazione di  $B/2$ , dunque il limite sinistro della banda sarà rappresentato dal campione  $N/2$ .

In conclusione è possibile realizzare un modulatore OFDM facendo la IDFT dei simboli  $\mathbf{v}_m$  (che può essere realizzata mediante l'algoritmo IFFT), introducendo il prefisso ciclico e, per il teorema del campionamento è possibile ottenere il segnale analogico (che sarebbe stato generato da  $N$  modulatori) semplicemente filtrando la sequenza ottenuta con un filtro passa basso ideale (figura A.3). A questo punto è sufficiente modulare questo segnale di banda base con un singolo modulatore a frequenza  $f_c$ . Da notare che in realtà il segnale generato da  $N$  modulatori non è limitato in banda, dunque non sarà perfettamente uguale a quello ottenuto tramite la IDFT per via dell'aliasing, tuttavia la differenza è tanto minore quanto maggiore è il numero  $\Sigma$  di portanti non modulate. Infine occorre notare che entrambi i segnali non sono limitati in banda, uno perché non lo è l'impulso sagomatore, l'altro perché non è possibile realizzare un filtro passa basso ideale.

Per quanto riguarda il demodulatore, può essere realizzato riportando in banda base il segnale ricevuto, facendo la DFT (tramite l'algoritmo FFT), togliendo il prefisso ciclico e procedendo come un normale demodulatore M-QAM come illustrato in figura A.4.

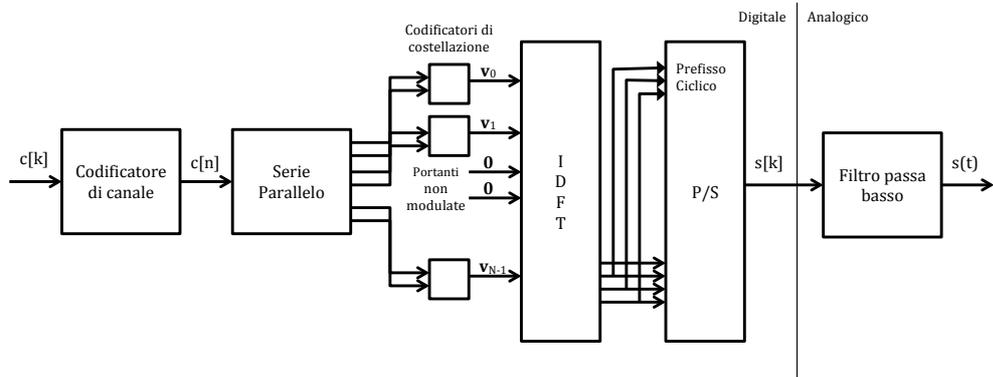


Fig. A.3: Modulatore OFDM banda base

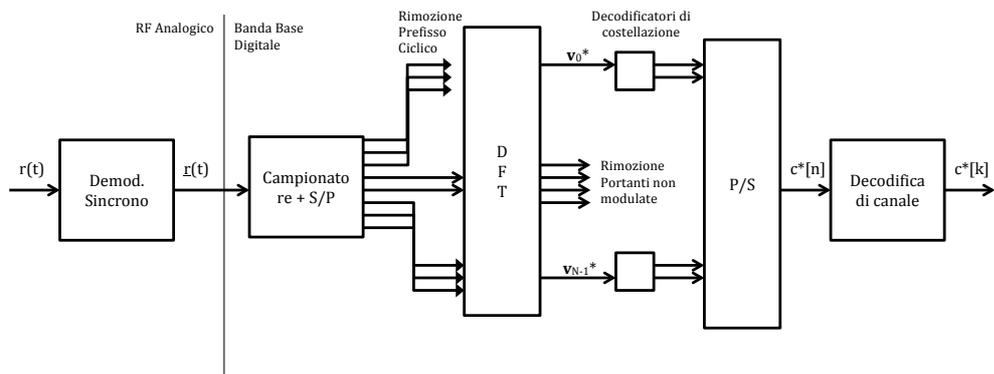


Fig. A.4: Ricevitore OFDM

# Appendice **B**

## Codice simulazioni

Le soluzioni “Repeater Analogico” e “Rigeneratore Numerico” sono state simulate mediante il software Matlab. Il codice delle simulazioni è composto dai seguenti blocchi:

1. Generatore segnale LTE;
2. rigeneratore LTE;
3. demodulatore LTE;

### B.1 Generatore segnale LTE

È composto dalla funzione “generaSegnale” che necessita a sua volta della funzione “generaSimboli”.

```
1 function [s, fs, sim, P, N, x] = generaSegnale(B,M,i,n)
2
3 %Genera l'i-esimo blocco OFDM M-QAM (compresi i canali di controllo QPSK)
4 %dell'n-esimo slot LTE. Banda "B" MHz
5
6 N=0; %Numero di punti dell'ifft
7 P=0; %Numero di portati utilizzate
8 fs=3.84*1e6; %Frequenza di campionamento
9
10 if B==1.4
11     N=128;
12     P=72;
13     fs=0.5*fs;
14 elseif B==3
15     N=256;
16     P=180;
17     fs=fs;
18 elseif B==5
```

```

19     N=512;
20     P=300;
21     fs=2*fs;
22 elseif B==10
23     N=1024;
24     P=600;
25     fs=4*fs;
26 elseif B==15
27     N=1536;
28     P=900;
29     fs=6*fs;
30 elseif B==20
31     N=2048;
32     P=1200;
33     fs=8*fs;
34 end
35
36 x = [];
37
38
39 [sim, x] = generaSimboli(i,n,M,P);
40
41 sx = zeros(N,1);
42 sx(1:length(sim)/2) = sim(1:length(sim)/2);
43 %Aggiunta portanti non modulate
44 sx((length(sx)-length(sim)/2):length(sx)) = sim(length(sim)/2:length(sim));
45
46 sig = ifft(sx,N); %OFDM
47
48 pre_len = ceil(0.07*N); %Length pref ciclico
49 s = [sig(length(sig)-pre_len+1:length(sig)); sig]; %Aggiunta pref ciclico

1 function [simb, x] = generaSimboli(i,n,Mu,P)
2
3 %Genera l'iesimo blocco di P simboli Mu-QAM dell'n-esimo slot della trama
4 %LTE. E' opportuno specificare numero di blocco e slot perche' al variare di
5 %questi parametri cambia la disposizione dei canali di controllo che sono
6 %modulati sempre QPSK
7
8 Sx = P/2-36; %Definisco il limite inferiore delle 72
9 %sottoportanti centrali
10
11 Dx = P/2+36; %Definisco il limite superiore delle 72
12 %sottoportanti centrali
13
14 M = Mu; %Inizializzazione M
15 segno = 0; %Inizializzazione segno
16
17 if (mod(n,2)==0) & (i<3) %Questo if serve per aggiungere
18 %i canali PDCCH e PCFICH
19
20     M = 4;
21
22 else
23
24     M = Mu;
25
26 end
27
28
29
30 dim = P*log2(M);

```

```

31 xp = round(rand(1,dim)); %Generazione un vettore di "dim" bit casuali
32 dec = reshape(xp,log2(M),P)';
33 d = bi2de(dec,'left-msb'); %Generazione simboli
34 simb = qammod(d,M); %Mappatura dei simboli in una cost MQAM
35
36
37 if (n==0) | (n==11) %Questo if serve per aggiungere i ref signal
38
39     if (i==5) | (i==6)
40
41         segno = 1;
42     end
43
44 elseif (n==1) %Questo if serve per aggiungere il ch PBCH
45
46     if (i<4)
47
48         segno = 1;
49
50     end
51 end
52
53 if segno==1
54
55     xp2 = round(rand(1,72*2)); %Generazione vettore di "dim" bit casuali
56     dec2 = reshape(xp2,2,72);
57     d2 = bi2de(dec2','left-msb'); %Generazione simboli
58     simb2 = qammod(d2,4); %Mappatura dei simboli in una cost MQAM
59
60     simb(Sx+1:Dx) = simb2; %Aggiunta simboli di controllo
61
62     dd1 = d(1:Sx);
63     dd2 = d(Dx+1:length(dec));
64
65     if length(dd1)>0
66         xx1 = de2bi(dd1,log2(M),'left-msb');
67         xxx1 = reshape(xx1',1,log2(M)*length(dd1)); %Bitstream parziale
68     else
69         xxx1 = [];
70     end
71
72     if length(dd2)>0
73         xx2 = de2bi(dd2,log2(M),'left-msb');
74         xxx2 = reshape(xx2',1,log2(M)*length(dd2)); %Bitstream parziale
75     else
76         xxx2 = [];
77     end
78
79     x = [xxx1 xp2 xxx2]; %Bitstream totale
80
81 else
82
83     x = xp; %Bitstream totale
84 end

```

## B.2 Rigeneratore LTE

È composto dalla funzione “modulaSequenza”.

```

1 function [s, fs, y, pad, P1, M1, N] = modulaSequenza(seq,B,Mu,i,n)
2
3 %Prende in ingresso una sequenza seq di bit relativa ad un blocco OFDM LTE
4 %di B MHz di banda e la modula in 9 MHz.
5
6 N=0; %Numero di punti dell'ifft
7 P=0; %Numero di portati utilizzate
8 fs=3.84*1e6; %Frequenza di campionamento
9 P1max = 540; %Numero di portanti max da
10 %utilizzare per la rimodulazione
11 % (540 portanti = 9 MHz)
12
13 if B==10
14     N=1024;
15     P=600;
16     M1=Mu*4;
17     fs=4*fs;
18
19 elseif B==15
20     N=1536;
21     P=900;
22     fs=6*fs;
23
24     if Mu==4
25         M1=16;
26     else
27         M1=Mu*16;
28     end
29
30 end
31
32 M = M1; %Inizializzazione M
33 segno = 0; %Inizializzazione segno
34
35 Sx = P/2-36; %Definisco il limite inferiore
36 %delle 72 sottoportanti centrali
37 Dx = P/2+36; %Definisco il limite superiore
38 %delle 72 sottoportanti centrali
39
40
41 if (mod(n,2)==0) & (i<3) %Questo if serve per rimodulare
42 %i canali PDCCH e PCFICH
43
44     M = 16;
45
46 else
47
48     M = M1;
49
50 end
51
52 if (n==0) | (n==11) %Questo if serve per rimodulare
53 %i reference signal
54
55     if (i==5) | (i==6)
56

```

```

57     segno = 1;
58     end
59
60 elseif (n==1)                                %Questo if serve per rimodulare
61                                             %il canale PBCH
62
63     if (i<4)
64
65         segno = 1;
66
67     end
68 end
69
70
71 if segno==0
72
73     d = reshape(seq,log2(M),length(seq)/log2(M))';
74     d1 = bi2de(d,'left-msb');                %Generazione simboli
75
76     pad = 0;
77     y = qammod(d1,M);                        %Mappatura dei simboli
78                                             %in una costellazione MQAM
79
80 else
81
82     seq1 = seq(1:Sx*log2(Mu));
83     seq2 = seq((Sx*log2(Mu)+72*2+1):length(seq));
84     seq3 = seq(Sx*log2(Mu)+1:(Sx*log2(Mu)+72*2));
85
86     pad = log2(M)-mod(length(seq1),log2(M));
87     padding = zeros(1,pad);
88     seq1 = [seq1 padding];
89     seq2 = [seq2 padding];
90
91
92     if length(seq1)>0
93         seq1 = reshape(seq1,log2(M),length(seq1)/log2(M))';
94         dec1 = bi2de(seq1,'left-msb');
95         sx1 = qammod(dec1,M);                %Mappatura dei simboli
96                                             %in una costellazione MQAM
97
98     else
99         sx1 = [];
100    end
101
102    if length(seq2)>0
103        seq2 = reshape(seq2,log2(M),length(seq2)/log2(M))';
104        dec2 = bi2de(seq2,'left-msb');
105        sx2 = qammod(dec2,M);                %Mappatura dei simboli
106                                             %in una costellazione MQAM
107
108    else
109        sx2 = [];
110    end
111
112    seq3 = reshape(seq3,log2(16),length(seq3)/log2(16))';
113    dec3 = bi2de(seq3,'left-msb');
114    sx3 = qammod(dec3,16);                    %Mappatura dei simboli
115                                             %in una costellazione MQAM
116
117    y = [sx1; sx3; sx2];
118 end

```

```

119 sx = zeros(N,1);
120 sx(1:length(y)/2) = y(1:length(y)/2); %Aggiunta portanti non modulate
121 sx((length(sx)-length(y)/2):length(sx)) = y(length(y)/2:length(y));
122
123 sig = ifft(sx,N); %OFDM
124
125 pre_len = ceil(0.07*N); %Lunghezza prefisso ciclico
126 s = [sig(length(sig)-pre_len+1:length(sig)); sig]; %Aggiunta prefisso ciclico
127
128 P1 = length(y); %Numero di portanti
    utilizzate
129
130 end

```

### B.3 Demodulatore LTE

È composto dalla funzione “demodulatore” che chiama la funzione “dem” in caso ci sia bisogno di demodulare il segnale LTE, “dem2” in caso ci sia bisogno di demodulare il segnale LTE rigenerato.

```

1 function b = demodulatore(r,M,P,i,n,upDown,pad)
2
3 %Demodula un blocco OFDM M-QAM con P portanti modulate. La variabile upDown
4 %se posta a 0 indica il primo demodulatore, altrimenti indica il secondo
5 %demodulatore (primo = tetto o appartamento in modalita' repeater,
6 %secondo = appartamento in modalita' rigeneratore). La variabile pad
7 %invece indica il numero di bit di padding dell'ultimo simbolo M-QAM prima
8 %dei simboli di controllo del canale PBCH e dei reference signals.
9
10 if nargin<7
11     pad = 0;
12 end
13
14 l = length(r)-floor(length(r)/1.07);
15 lun = length(r);
16 r = r(1+1:lun); %Rimozione prefisso ciclico
17
18 x = fft(r);
19
20 sx = zeros(1,P);
21 sx(1:P/2) = x(1:P/2);
22 sx((P/2):P) = x((length(x)-P/2):length(x)); %Rimozione portanti nulle
23
24 %% Demodulazione M-QAM
25
26 if upDown==0
27
28     b = dem(sx,M,i,n); %Bitstream demodulato
29
30 else
31
32     b = dem2(sx,M,i,n,pad); %Bitstream demodulato
33
34 end

```

```

1 function b = dem(q,Mu,i,n)
2
3 %Demodulatore LTE, prende in ingresso un vettore q di simboli M-QAM
4 %(comprensivo di simboli di controllo QPSK) relativi all'i-esimo blocco
5 %OFDM dell'n-esimo slot.
6
7
8 b = [];
9 P = length(q);
10
11 Sx = P/2-36;      %Definisco il limite inferiore delle 72 portanti centrali
12 Dx = P/2+36;      %Definisco il limite superiore delle 72 portanti centrali
13
14 M = Mu;          %Inizializzazione M
15 segno = 0;       %Inizializzazione segno
16
17
18 if (mod(n,2)==0) & (i<3)           %Questo if serve per demodulare i canali
19                                     %PDCCH e PCFICH
20
21     M = 4;
22
23 else
24
25     M = Mu;
26
27 end
28
29
30 if (n==0) | (n==11)                %Questo if serve per demodulare il canale
31                                     %PBCH e i reference signal
32
33     if (i==5) | (i==6)
34
35         segno = 1;
36     end
37
38 elseif (n==1)
39
40     if (i<4)
41
42         segno = 1;
43
44     end
45 end
46
47
48 if segno==1
49
50     qq1 = q(1:Sx);
51     qq2 = q(Dx+1:length(q));
52     qq3 = q(Sx+1:Dx);
53
54
55     if length(qq1)>0
56
57         dd1 = qamdemod(qq1,M);
58         %Mappatura dei simboli in numeri decimali
59         xx1 = de2bi(dd1,log2(M),'left-msb');
60         xxx1 = reshape(xx1',1,log2(M)*length(dd1));
61         %Bitstream parziale
62

```

```

63     else
64         xxx1 = [];
65     end
66
67     if length(qq2)>0
68
69         dd2 = qamdemod(qq2,M);
70         %Mappatura dei simboli in numeri decimali
71         xx2 = de2bi(dd2,log2(M),'left-msb');
72         xxx2 = reshape(xx2',1,log2(M)*length(dd2));
73         %Bitstream parziale
74
75     else
76         xxx2 = [];
77     end
78
79     dd3 = qamdemod(qq3,4);
80     %Mappatura dei simboli in numeri decimali
81     xx3 = de2bi(dd3,2,'left-msb');
82     xxx3 = reshape(xx3',1,2*length(dd3));           %Bitstream parziale
83
84     b = [xxx1 xxx3 xxx2];                             %Bitstream totale
85
86
87 else
88
89     d = qamdemod(q,M);                               %Mappatura dei simboli
90                                             %in numeri decimali
91     x = de2bi(d,log2(M),'left-msb');
92     b = reshape(x',1,log2(M)*length(d));           %Bitstream totale
93
94 end

```

```

1 function b = dem2(q,Mu,i,n,pad)
2
3 %Demodulatore LTE, prende in ingresso un vettore q di simboli M-QAM
4 %(comprensivo di simboli di controllo QPSK) relativi all'i-esimo blocco
5 %OFDM dell'n-esimo slot. La differenza con dem sta nel fatto che questo e'
6 %il secondo demodulatore e dunque i canali di controllo sono 16-QAM e non
7 %QPSK. La variabile pad indica il numero di bit di padding
8 %dell'ultimo simbolo M-QAM prima dei simboli di controllo del canale PBCH e
9 %dei reference signals.
10
11 b = [];
12 P = length(q);
13
14 Sx = P/2-18;   %Definisco il limite inferiore delle 72 portanti centrali
15 Dx = P/2+18;   %Definisco il limite superiore delle 72 portanti centrali
16
17 M = Mu;       %Inizializzazione M
18 segno = 0;    %Inizializzazione segno
19
20
21 if (mod(n,2)==0) & (i<3)           %Questo if serve per demodulare i canali
22                                     %PDCCH e PCFICH
23
24     M = 16;
25
26 else
27
28     M = Mu;
29

```

```

30 end
31
32
33 if (n==0) | (n==11)           %Questo if serve per demodulare il canale
34                               %PBCH e i reference signal
35
36     if (i==5) | (i==6)
37
38         segno = 1;
39     end
40
41 elseif (n==1)
42
43     if (i < 4)
44
45         segno = 1;
46     end
47 end
48
49
50
51 if segno==1
52
53     qq1 = q(1:Sx);
54     qq2 = q(Dx+1:length(q));
55     qq3 = q(Sx+1:Dx);
56
57
58     if length(qq1)>0
59
60         dd1 = qamdemod(qq1,M);
61         %Mappatura dei simboli in numeri decimali
62         xx1 = de2bi(dd1,log2(M),'left-msb');
63         xxx1 = reshape(xx1',1,log2(M)*length(dd1));
64         %Bitstream parziale
65
66         lungh = length(xxx1);
67         xxx1 = xxx1(1:lungh-pad);           %Rimozione padding
68
69     else
70         xxx1 = [];
71     end
72
73     if length(qq2)>0
74
75         dd2 = qamdemod(qq2,M);
76         %Mappatura dei simboli in numeri decimali
77         xx2 = de2bi(dd2,log2(M),'left-msb');
78         xxx2 = reshape(xx2',1,log2(M)*length(dd2));
79         %Bitstream parziale
80
81         lungh = length(xxx2);
82         xxx2 = xxx2(1:lungh-pad);           %Rimozione padding
83
84     else
85         xxx2 = [];
86     end
87
88     dd3 = qamdemod(qq3,16);
89     %Mappatura dei simboli in numeri decimali
90     xx3 = de2bi(dd3,log2(16),'left-msb');
91     xxx3 = reshape(xx3',1,4*length(dd3));

```

```

92 %Bitstream parziale
93
94 b = [xxx1 xxx3 xxx2]; %Bitstream totale
95
96
97 else
98
99 d = qamdemod(q,M);
100 %Mappatura dei simboli in numeri decimali
101 x = de2bi(d,log2(M),'left-msb');
102 b = reshape(x',1,log2(M)*length(d)); %Bitstream totale
103
104 end

```

## B.4 Esempio di simulatore

In questa sezione è simulato il sistema “Rigeneratore Numerico” in grado di funzionare in 160 MHz di banda.

```

1 % Trasmettitore – Ricevitore LTE prende in ingresso la larghezza
2 % di banda in MHz e la dimensione della costellazione M. Genera il segnale
3 % LTE, aggiunge rumore relativo al primo amplificatore e demodula quel
4 % segnale per calcolare il BER. A questo punto se la banda e' minore di
5 % 10 MHz riprende il segnale iniziale, aggiunge il rumore relativo a tutta
6 % la tratta e lo demodula per calcolare il BER complessivo, se invece e'
7 % maggiore, rimodula la sequenza ottenuta dalla prima demodulazione con una
8 % modulazione piu' efficiente in banda, aggiunge il rumore relativo al
9 % secondo ricevitore e demodula tutto per calcolare il secondo BER.
10 %
11 % La trasmissione e' ripetuta ripet*14 volte.
12 %
13 % SigPow e' uno scalare che riporta il valore della potenza del segnale
14 % ricevuto.
15
16 clear all
17 close all
18 clc
19
20 load f20
21
22 B = 10;
23 M = 64;
24 ripet = 14*2;
25
26 SigPow = -80; %dBm
27 F1 = 9; %Fattore di rumore in dB del ricevitore sul tetto
28
29 for i=1:ripet
30 %% Generazione segnale LTE
31 j = mod(i-1,7); %# simbolo
32 n = mod(floor((i-1)/7),20); %# slot
33
34 [s fs sim P N t] = generaSegnale(B,M,j,n);
35
36 %% Distorsione e rumore
37

```

```

38 rate=1e3*length(t)/(0.5/7);           %length(t) bit trasmessi in un blocco
39                                       %OFDM di durata 0.5ms (slot LTE) diviso
40                                       %7 (numero di blocchi in uno slot LTE)
41
42 PNoise = -174+10*log10(B*1e6)+F1;
43
44 SNR = SigPow-PNoise;
45 EbN0dB = SNR+10*log10(B*1e6)-10*log10(rate);
46
47 r = awgn(s, SNR, 'measured');
48
49 %% Demodulazione
50
51 b = demodulatore(r,M,P,j,n,0);
52
53 %% Primo BER
54 errvett = abs(b-t);
55
56 BER1 = find(errvett==1);
57
58 BER11(i) = length(BER1)/length(b);
59
60 %% Rimodulazione o ritrasmissione
61 if B>10
62     %Se la banda e' minore di 10 MHz, non c'e' bisogno di rimodulare
63     %con una costellazione piu' grande e il sistema si comporta da semplice
64     %repeater. Il segnale nella simulazione e' stato comunque demodulato
65     %per calcolare il BER della seconda tratta.
66
67
68     [rigen, fsr, yr, pad, P2, M2, N2] = modulaSequenza(b,B,M,j,n);
69
70     B2 = 9;
71
72     EbN0dB2 = 30;
73     SNR2 = EbN0dB2-10*log10(B2*1e6)+10*log10(rate);
74
75     upDown = 1;
76
77 else
78
79     rigen = s;
80
81     B2 = B;
82
83     P2 = P;
84
85     M2 = M;
86
87     F = 10;                               %Fattore di rumore in dB (capitolo 4)
88     PNoise2 = -174+10*log10(B2*1e6)+F;
89
90     SNR2 = SigPow-PNoise2;                 %SNR non puo' essere arbitrario perche'
91                                           %la potenza del segnale a ricevitore
92                                           %deve essere uguale a quella sul tetto
93
94     EbN0dB2 = SNR2+10*log10(B2*1e6)-10*log10(rate);
95
96     upDown = 0;
97     pad = 0;
98
99 end

```

```

100
101 %% Cavo Coassiale e rumore
102
103 rrx = awgn(rigen,SNR2, 'measured');
104
105 %% Ricevitore appartamento
106
107 bEnd = demodulatore(rrx,M2,P2,j,n,upDown,pad);
108
109 %% Secondo BER
110 errvettS = abs(b-bEnd);
111
112 BERS = find(errvettS==1);
113
114 BER1S(i) = length(BERS)/length(bEnd);
115
116 %% BER Complessivo
117 errvettC = abs(t-bEnd);
118
119 BERC = find(errvettC==1);
120
121 BER1C(i) = length(BERC)/length(bEnd);
122
123 end
124
125 %% Media BER I tratta
126
127 BER = reshape(BER11,14,ripet/14);
128
129 BER = mean(BER')
130 %Medio i BER di ogni ripetizione e dei due rami MIMO con la stessa modulazione
131
132
133 %% Media BER II tratta
134
135 BERS = reshape(BER1S,14,ripet/14);
136
137 BERS = mean(BERS')
138 %Medio i BER di ogni ripetizione e dei due rami MIMO con la stessa modulazione
139
140
141 %% Media BER tratta completa
142
143 BERC = reshape(BER1C,14,ripet/14);
144
145 BERC = mean(BERC')
146 %Medio i BER di ogni ripetizione e dei due rami MIMO con la stessa modulazione
147
148
149 %% Confronto valori teorici I tratta
150
151 EbNo = 10^(EbN0dB/10);
152
153 yyM = sqrt(3*log2(M)*EbNo./(M-1));
154 PbM = (4./log2(M)).*(1-1./sqrt(M)).*erfc(yyM./sqrt(2))*0.5
155 %BER Teorico M-QAM
156
157 yyQ = sqrt(3*log2(4)*EbNo./(4-1));
158 PbQ = (4./log2(4)).*(1-1./sqrt(4)).*erfc(yyQ./sqrt(2))*0.5
159 %BER Teorico QPSK
160
161

```

```

162 %% Confronto valori teorici II tratta
163
164 if B<10
165     SNR22 = 10*log10((10^((SNR+SNR2)/10))/(10^(SNR/10)+10^(SNR2/10)));
166     EbN0dB22 = SNR22+10*log10(B2*1e6)-10*log10(rate);
167     EbNo2 = 10^(EbN0dB22/10);
168 else
169     EbNo2 = 10^(EbN0dB2/10);
170 end
171
172 yyMS = sqrt(3*log2(M2)*EbNo2./(M2-1));
173 PbMS = (4./log2(M2)).*(1-1./sqrt(M2)).*erfc(yyMS./sqrt(2))*0.5
174 %BER Teorico M2-QAM
175
176 yyQS = sqrt(3*log2(16)*EbNo2./(16-1));
177 PbQS = (4./log2(16)).*(1-1./sqrt(16)).*erfc(yyQS./sqrt(2))*0.5
178 %BER Teorico 16-QAM o QPSK
179
180 %% Confronto valori teorici tratta completa con repeater
181
182 if B<10
183     %EbNoR = (EbNo*EbNo2)/(EbNo+EbNo2);
184     EbNoR = 10^(EbN0dB2/10);
185
186     yyMR = sqrt(3*log2(M)*EbNoR./(M-1));
187     PbMR = (4./log2(M)).*(1-1./sqrt(M)).*erfc(yyMR./sqrt(2))*0.5
188     %BER Teorico M-QAM
189
190     yyQR = sqrt(3*log2(4)*EbNoR./(4-1));
191     PbQR = (4./log2(4)).*(1-1./sqrt(4)).*erfc(yyQR./sqrt(2))*0.5
192     %BER Teorico QPSK
193
194 end
195
196 %% Confronto valori teorici tratta completa con rigeneratore
197
198 if B>10
199     PbMRG = PbM+PbMS %BER Teorico M2-QAM
200     PbQRG = PbQ+PbQS %BER Teorico 16-QAM
201
202 end

```

# Bibliografia

- [1] 3GPP TS 36.101. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception.*
- [2] 3GPP TS 36.104. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception.*
- [3] 3GPP TS 36.211. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation.*
- [4] 3GPP TS 36.212. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding.*
- [5] 3GPP TS 36.213. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures.*
- [6] 3GPP TS 36.214. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer – Measurements.*
- [7] 3GPP TS 36.216. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer for relaying operation.*
- [8] 3GPP TS 36.306. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities.*
- [9] 3GPP TR 36.942. *Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios.*
- [10] 3GPP TS 25.467. *3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; UTRAN architecture for 3G Home NodeB.*
- [11] Bernardini A. *Lezioni del corso di Radiocomunicazioni terrestri e satellitari.* Ingegneria 2000, 2011.

- [12] Giancola G. Di Benedetto M.G. *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*. Prentice Hall.
- [13] Biondo G. Sacchi E. *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*. Hoepli, 1983.
- [14] ETSI EN 300 744. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*.
- [15] Mini-Circuits. *Low Noise Amplifier ZRL-2300 Datasheet*.
- [16] Mini-Circuits. *ZX05-C24 RF Mixer Datasheet*.
- [17] Fracarro Componenti [Online]. [http://www.fracarro.it/index.php?option=com\\_docman&task=cat\\_view&gid=89&&Itemid=270](http://www.fracarro.it/index.php?option=com_docman&task=cat_view&gid=89&&Itemid=270).
- [18] Fracarro Formazione [Online]. [http://www.fracarro.it/index.php?option=com\\_content&task=view&id=99&Itemid=241](http://www.fracarro.it/index.php?option=com_content&task=view&id=99&Itemid=241).
- [19] Homeplug AV [Online]. <https://www.homeplug.org/>.
- [20] Wilson Amp. [Online]. <http://www.wilsonamplifierstore.com/wilson-801865-4g-lte-700-70db-amplifier>.
- [21] Mandarini P. *Elementi di trasmissione delle informazioni*. Number v. 2 in *Elementi di trasmissione delle informazioni*. Ingegneria 2000, 2005.
- [22] Recommendation ITU-R BT.470-6. *Conventional Television Systems*.