



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Tesi di Laurea in :

Ingegneria Dell' Informazione

Smart grid e PLC: TOA ranging

Relatore:
Tomaso Erseghe

Laureando:
Pietro Danzi

Anno accademico 2011/2012

Indice

Capitolo 1. Smart grid e PLC	5
1.1. PowerLine Communication	6
1.2. Misurazione di distanze su PLC: motivazioni	7
Capitolo 2. Standard PLC	9
2.1. PRIME	9
2.1.1. Preambolo	10
2.1.2. Trasformata di Fourier e autocorrelazione	10
2.2. HomePlug 1.0.1	12
2.2.1. Preambolo	12
2.2.2. Trasformata di Fourier e autocorrelazione	14
2.2.3. Trasmissione del segnale	14
2.3. HomePlug GREEN PHY	15
2.3.1. Preambolo	16
Capitolo 3. Test in laboratorio	18
Capitolo 4. Elaborazione dei segnali ricevuti	22
4.1. Equivalenza in banda base	22
4.1.1. Banda base per il preambolo PRIME	23
4.1.2. Banda base per il preambolo HomePlug	23
4.2. Algoritmo di ricerca a soglia	26
Conclusioni	29
Appendice A: Codici MatLab	32
Bibliografia	36

SOMMARIO. In questo lavoro vengono presentati alcuni standard PLC (PowerLine Communication) nell'ottica del loro utilizzo in applicazioni di ranging in piccole reti intelligenti (micro smart grid). Nel Capitolo 1 vengono introdotte le nozioni di smart grid e PowerLine Communication, e presentata la tecnica di ranging che è stata adottata. Nel Capitolo 2 vengono presentati gli standard studiati. Nel Capitolo 3 sono riportati i risultati ottenuti in laboratorio. Nel Capitolo 4 è effettuato il processing dei segnali ricevuti.

CAPITOLO 1

Smart grid e PLC

La sempre crescente domanda di energia e la necessità di ridurre l'impatto ambientale ha indotto la necessità di un processo di trasformazione strutturale di ogni fase del ciclo energetico, dalla generazione fino all'accumulo, al trasporto, alla distribuzione ed infine al consumo intelligente di energia.

E' quindi necessario l'intervento di tecnologie di comunicazione in grado di far interagire tutti i dispositivi collegati in rete. Il connubio tra ICT e gestione energetica viene appunto indicato con il nome "smart grid": essa presuppone dunque un cambio di mentalità, dalla rete vista come un'entità passiva che trasmette l'energia dal produttore al consumatore, ad una in cui coesistano scambi energetici e di informazione tra dispositivi attivi che fanno parte di un vasto sistema di controllo della rete stessa. Il Dipartimento Americano per l'Energia considera fondamentale questo cambiamento, ed elenca alcune motivazioni [1]:

- Sicurezza: una rete intelligente può controllare e prevenire eventuali black out, in particolare l'effetto domino che può avvenire quando la rete è organizzata in modo centralizzato.
- Impatto climatico: lo sviluppo di fonti di energia alternative impone un aggiornamento della rete per poterle sfruttare appieno.
- Efficienza e risparmio economico: la crescente domanda di energia elettrica ha indotto un aumento dei prezzi che induce la necessità di una gestione più intelligente.
- Comparsa di nuove tecnologie, come le auto elettriche.

Una possibile suddivisione della rete di comunicazione per smart grid proposta in letteratura è quella in quattro settori:

- (1) HAN (Home Area Network), che collega i meter delle utenze (contatori) con i vari dispositivi casalinghi.
- (2) NAN (Neighborhood Area Network), che gestisce il bilancio energetico di piccoli aggregati di abitazioni, come gli isolati.
- (3) WAN (Wide Area Network), rete a livello regionale.
- (4) Rete inter-Grid, che opera a livello sovranazionale.

Ciò a cui noi siamo interessati in questo lavoro è il livello locale della rete (NAN), in cui sono connessi un numero limitato di fonti energetiche come in Figura 1.1, e dispositivi di consumo che comunicano tramite PowerLine Communication.

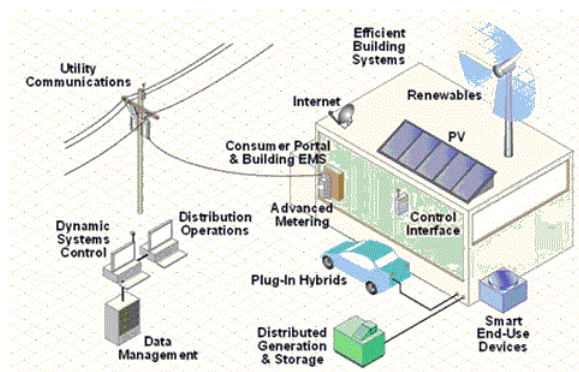


FIGURA 1.1. Possibile schema di una abitazione elettricamente “intelligente”

1.1. PowerLine Communication

Una rete PLC è un sistema di comunicazione formato da dispositivi e protocolli che permettono la trasmissione di dati attraverso la rete elettrica, ed è un ottimo candidato per le comunicazioni in una smart grid, in alternativa ai sistemi wireless, in particolar modo per alcune applicazioni tra cui il ranging. I punti a favore di questa tecnologia nel controllo di una rete elettrica sono:

- (1) approccio “plug & go”, cioè una modifica della rete elettrica non necessita di un aggiornamento della rete di comunicazione, in quanto esse coesistono;
- (2) non necessita di un ulteriore cablaggio;
- (3) necessita di hardware relativamente poco complesso.

Allo stesso tempo esistono anche alcuni lati negativi di questa tecnologia, che vanno da problemi legislativi che dipendono da Paese a Paese, alla rumorosità del canale (dovuto anche al problema del multipath).

In letteratura [2] si distinguono in generale due classi di PLC:

Broadband: (BB): tecnologie che operano nelle bande HF/VHF che hanno un PHY rate di diversi Mbps. Esempi possono essere IEEE 1901, ITU-T G.hn, o gli standard della famiglia Homeplug: 1.0, AV, Green PHY. L'applicazione principale è stata per ora nell'home networking, ovvero per collegamenti Ethernet.

Narrowband: (NB): tecnologie che operano anche a basse frequenze, che si possono suddividere in tecnologie a singola portante, che sono usate da decenni per il metering remoto (LonWorks), e a portanti multiple, come gli standard IEEE 1901.2, oppure il PRIME. Le applicazioni sono molteplici, tra cui l'automazione della casa, oppure il metering da parte di compagnie di utility.

1.2. Misurazione di distanze su PLC: motivazioni

Immaginiamo dunque una rete composta da un numero ridotto di nodi che possono essere fonti di energia (come per esempio pannelli fotovoltaici) oppure carichi (come i dispositivi delle abitazioni domestiche); questa rete è detta appunto rete NAN (Neighborhood Area Network).

Nell’ottica dell’ottimizzazione della rete è fondamentale una misura accurata delle distanze che intercorrono tra i vari dispositivi, in modo da possedere una sua mappatura periodica. I metodi grazie ai quali si può effettuare una misura di distanza su un cavo elettrico sono vari: citiamo ad esempio una misurazione basata sulla RSSI (Received Signal Strength Indication), piuttosto che una basata sul tempo di arrivo di un segnale di risposta.

La tecnica considerata in questo lavoro è il TOA (Time Of Arrival) ranging, che si giudica preferibile a causa dei molti disturbi introdotti dal canale multipath che ne rendono difficile una basata sulla potenza ricevuta. In particolare, essa è applicata nella modalità “two way handshaking” illustrata in Figura 1.2.

Essa consiste nell’invio dal nodo A al nodo B di un messaggio, che è rispedito ad A dopo un certo tempo (conosciuto) T . Esso è quindi ricevuto da A dopo un tempo $\tau_A = 2\tau_B + T$ (round trip time). Ottenuto questo valore, si può calcolare la distanza secondo la semplice formula

$$d = c \frac{(\tau_A - T)}{2}$$

Una precisazione importante riguarda la stima dei tempi di ritardo τ_A e τ_B : infatti come si vedrà nella descrizione dei test, bisogna determinare un algoritmo di stima di questi valori a partire dai dati acquisiti dal matched filter. Gli algoritmi studiati si dividono in due classi: quelli basati sulla stima della correlazione, e quelli basati su soglie di livelli energetici. In questo lavoro si è optato per un algoritmo del secondo tipo, in quanto è molto semplice e richiede minori risorse hardware: esso viene esposto nel capitolo relativo all’elaborazione dei segnali.

Il metodo di misura TOA sopra descritto è già utilizzato con successo nei sistemi wireless UWB (per esempio [3]); in questo lavoro ci siamo concentrati sull’efficacia di una siffatta misura in un sistema PLC: abbiamo pertanto voluto testare questo procedimento decidendo di utilizzare come “messaggio” inviato da A a B il preambolo di un generico pacchetto di alcuni dei più diffusi standard PLC.

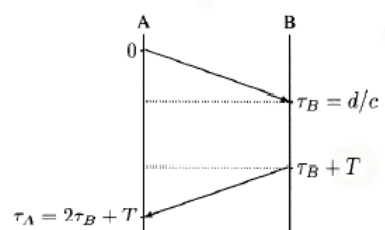


FIGURA 1.2. Rappresentazione della tecnica handshake

CAPITOLO 2

Standard PLC

La regolamentazione degli standard PLC è una questione attuale ed in continuo mutamento: sono presenti diverse Alliances che hanno questo obiettivo. Abbiamo studiato due standard abbastanza diffusi: il PRIME (Powerline Intelligent Metering Evolution) come esempio di segnale NB e l'Home-Plug come esempio di segnale BB. In seguito si sono analizzate le differenze che esistono tra lo standard HP 1.0.1 e il GREEN PHY. Quest'ultimo è uno standard più recente che pare adatto a queste particolari applicazioni di ranging.

2.1. PRIME

PRIME (Powerline Intelligent Metering Evolution) è uno standard riguardante il livello fisico e il Mac, ed è interessante perchè aperto e orientato all'interoperabilità di dispositivi di produttori diversi, promosso dalla Prime Alliance a partire dal 2007. E' basato su OFDM multiplexing nella banda CENELEC A, in modo tale da essere il più economico possibile, e di utilizzare una banda già lungamente testata per PLC. Nello specifico, non tutta la CENELEC è utilizzata, ma si utilizza la divisione riportata in Tabella 1. Il generico pacchetto di dati è illustrato in Figura 2.1.

Come affermato nel Paragrafo 1.1, la tecnica di ranging che si è adottata in laboratorio è basata sul riconoscimento del preambolo del pacchetto.

TABELLA 2.1. Alcuni parametri interessanti del PRIME

Clock	250 kHz
Larghezza di banda sub-carrier	488.28125 Hz
Numero di data subcarriers	96
Numero di pilot subcarriers	1
Intervallo FFT (samples)	512
Intervallo FFT (μs)	2048
Intervallo di simbolo (samples)	560
Intervallo di simbolo (μs)	2240

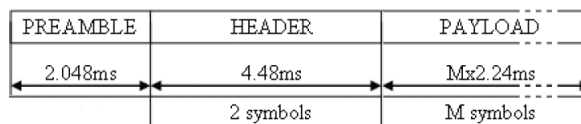


FIGURA 2.1. Rappresentazione di un pacchetto PRIME

2.1.1. Preambolo. Il preambolo del pacchetto è un segnale chirp: si tratta dunque di un segnale nel quale la frequenza varia linearmente con il tempo, che è riportato in Figura 2.2. Esso è descritto dall'equazione

$$x(t) = \text{rect}_T \cos\left[2\pi t\left(f_0 + \frac{1}{2}\mu t\right)\right]$$

dove le costanti valgono:

- $T_0 = T = 2.048 \text{ ms}$ (durata dell'impulso),
- $f_0 = 41992 \text{ Hz}$,
- $f_1 = 88867 \text{ Hz}$,
- $\mu = \frac{(f_1 - f_0)}{T} = \frac{\Delta f}{T}$

Analiticamente si può scrivere anche

$$x(t) = e^{\pm j\mu \frac{t^2}{2}} \text{rect}_T(t)$$

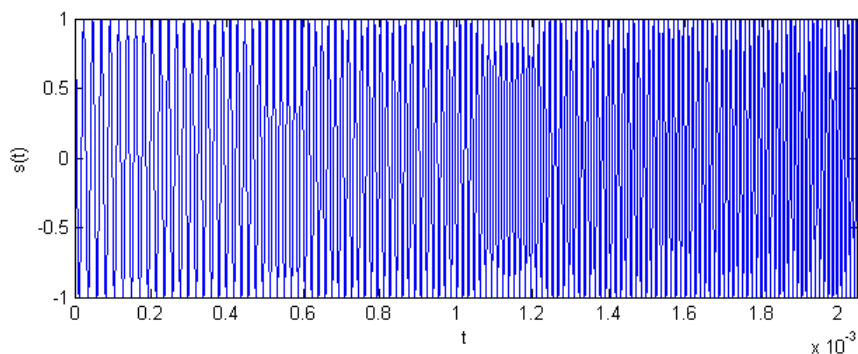


FIGURA 2.2. Preambolo chirp di PRIME

2.1.2. Trasformata di Fourier e autocorrelazione. La trasformata di Fourier del segnale chirp è data da

$$X(f) = \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(\mu \frac{t^2}{2} - 2\pi ft)} dt$$

la quale si può modificare riconducendo la quantità tra parentesi tonde ad una differenza di quadrati del tipo

$$\mu \frac{t^2}{2} - 2\pi ft = (a - b)^2 - b^2$$

da cui si ricava: $a = t\sqrt{\mu/2}$, $b = \pi f\sqrt{2/\mu}$ con

$$\mu\frac{t^2}{2} - 2\pi ft = (t\sqrt{\mu/2} - \pi f\sqrt{2/\mu})^2 - \frac{2(\pi f)^2}{\mu}$$

Si può dunque scrivere la trasformata come

$$X(f) = e^{-j\frac{(2\pi f)^2}{2\mu}} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(t\sqrt{\mu/2} - \pi f\sqrt{2/\mu})^2} dt$$

Applicando la seguente sostituzione di parametro

$$t\sqrt{\mu/2} - \pi f\sqrt{2/\mu} = \sqrt{\pi/2}x$$

si ottiene

$$X(f) = \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} e^{-j\frac{(2\pi f)^2}{2\mu}} \int_{X_1}^{X_2} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy$$

dove si sono indicate con X_1 e X_2 le quantità

$$\begin{cases} X_1 = \sqrt{\mu/\pi}(\frac{T}{2} + \frac{2\pi f}{\mu}) = \sqrt{\mu/\pi}T(\frac{1}{2} + \frac{f}{\Delta}) = \sqrt{2T\Delta f}(\frac{1}{2} + \frac{f}{\Delta f}) \\ X_2 = \sqrt{\mu/\pi}(\frac{T}{2} - \frac{2\pi f}{\mu}) = \sqrt{\mu/\pi}T(\frac{1}{2} - \frac{f}{\Delta}) = \sqrt{2T\Delta f}(\frac{1}{2} - \frac{f}{\Delta f}) \end{cases}$$

Ricordando il coseno e il seno integrali di Fresnel e sostituendoli, si ha

$$X(f) = \sqrt{\pi/\mu} e^{-j\frac{(2\pi f)^2}{2\mu}} \{C(X_2) + C(X_1) + j[S(X_2) + S(X_1)]\}$$

Si può osservare che per valori di $T\Delta f$ (chiamato rapporto di compressione) sufficientemente elevati l'occupazione spettrale tenda a coincidere con la deviazione di frequenza e come le increspature di Fresnel vadano diminuendo. Ciò é dovuto al fatto che le funzioni di Fresnel per alti valori dell'argomento (quindi elevato rapporto di compressione) possono essere approssimate dal valore $1/2$. Nel nostro caso osserviamo che non si può compiere l'approssimazione in quanto il rapporto di compressione é molto basso ($9.6 \cdot 10^5$).

La funzione di autocorrelazione é definita in generale

$$R_{xx}(t) = e^{j\frac{\mu t^2}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}_T(\tau) e^{j\mu t\tau} \text{rect}_T(t + \tau) d\tau$$

Per il calcolo analitico per il chirp distinguiamo due casi. Per $0 < t < T$ si svolge applicando la Formula di Eulero ottenendo

$$R_{xx}(t) = e^{j\frac{\mu t^2}{2}} \int_{-T/2}^{T/2-t} e^{j\mu t\tau} d\tau = \frac{[e^{j\mu t(T-t)/2} - e^{-j\mu t(T-t)/2}]}{j\mu t} = \frac{2}{\mu t} \sin \frac{\mu t(T-t)}{2}$$

Svolgendo il calcolo per $-T < t < 0$ si ottiene lo stesso risultato con segno opposto: unendo le due soluzioni (quindi per $-T < t < T$) otteniamo la funzione di autocorrelazione (rappresentata in Figura 2.3)

$$R_{xx}(t) = \frac{2}{\mu t} \sin \frac{\mu t(T-|t|)}{2} = (T-|t|) [\text{sinc} \frac{\mu t}{2}(T-|t|)]$$

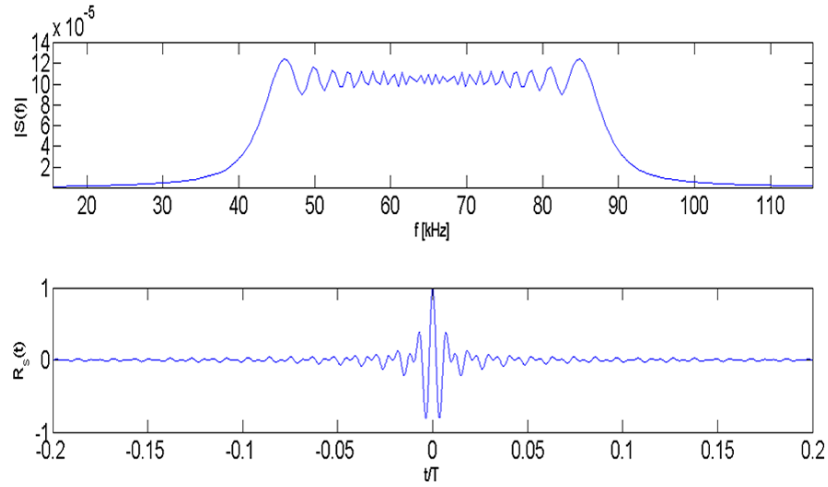


FIGURA 2.3. Preambolo PRIME: modulo della trasformata e autocorrelazione

2.2. HomePlug 1.0.1

Il progetto HomePlug è sviluppato dalla HomePlug Powerline Alliance in vista di tecnologie dell'area HAN (Home Area Network) e quindi nell'ottica di collaborazione con dispositivi domestici: si tratta quindi di broad band. Inoltre si è guardato all'interoperatività con sistemi wireless, in collaborazione con la ZigBee Alliance: il risultato è uno standard molto robusto ed utilizzato. Sono supportate le modulazioni BPSK, DBPSK, ROBO (ROBust OFDM), DQPSK; la tecnica di modulazione è ancora OFDM con 128 portanti (84 riservate per i dati). La banda utilizzata è 0 - 25 MHz. Il generico pacchetto è rappresentato in Figura 2.4.

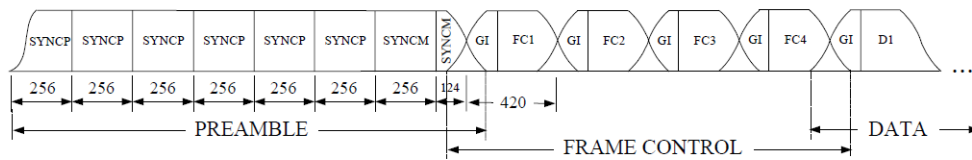


FIGURA 2.4. Pacchetto HomePlug

2.2.1. Preambolo. La forma d'onda del preambolo è

$$\begin{aligned}
 s[n] &= s(nT_{sample}) = \frac{\text{sign} \cdot w[n] \cdot 2}{\sqrt{84}} \sum_{c=0}^{83} \cos\left(\frac{2\pi(c+23)n}{256} + \phi_c\right) = \\
 &= \frac{\text{sign} \cdot w[n] \cdot 2}{\sqrt{84}} \sum_{c=0}^{83} \cos(2\pi f_c n + \phi_c)
 \end{aligned}$$

con $T_s = 0.02\mu s$ e $T_0 = 256T_s = 5.12\mu s$ e dove

$$\text{sign} = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq 6 \cdot 256 - 1 \\ -1 & 6 \cdot 256 \leq n \leq 7.5 \cdot 256 - 1 \end{cases}$$

$$w[n] = w(nT_s) = \begin{cases} 0.5(1 - \cos \frac{\pi n}{8}) & 0 \leq n \leq 7 \\ 1 & 8 \leq n \leq 7.5 \cdot 256 - 8 \\ 0.5(1 - \cos \frac{\pi(n-7.5 \cdot 256)}{8}) & 7.5 \cdot 256 - 7 \leq n \leq 7.5 \cdot 256 - 1 \end{cases}$$

La tabulazione di ϕ_c è data in Tabella 2.

Per quanto riguarda la tecnica di ranging proposta nel Paragrafo 1.2, essa prende come messaggio misuratore un singolo simbolo, ed in particolare un simbolo centrale, il cui grafico è riportato in Figura 2.5.

TABELLA 2.2. Tabulazione di c

c	ϕ	c	ϕ	c	ϕ	c	ϕ
0	0	21	$4(\pi/8)$	42	$4(\pi/8)$	63	0
1	0	22	0	43	$12(\pi/8)$	64	$4(\pi/8)$
2	$15(\pi/8)$	23	$11(\pi/8)$	44	$3(\pi/8)$	65	$7(\pi/8)$
3	$15(\pi/8)$	24	$7(\pi/8)$	45	$11(\pi/8)$	66	$11(\pi/8)$
4	$14(\pi/8)$	25	$2(\pi/8)$	46	$2(\pi/8)$	67	$14(\pi/8)$
5	$13(\pi/8)$	26	$13(\pi/8)$	47	$9(\pi/8)$	68	$\pi/8$
6	$12(\pi/8)$	27	$8(\pi/8)$	48	0	69	$4(\pi/8)$
7	$11(\pi/8)$	28	$3(\pi/8)$	49	$7(\pi/8)$	70	$7(\pi/8)$
8	$9(\pi/8)$	29	$13(\pi/8)$	50	$13(\pi/8)$	71	$9(\pi/8)$
9	$7(\pi/8)$	30	$7(\pi/8)$	51	$3(\pi/8)$	72	$11(\pi/8)$
10	$6(\pi/8)$	31	$2(\pi/8)$	52	$10(\pi/8)$	73	$14(\pi/8)$
11	$3(\pi/8)$	32	$11(\pi/8)$	53	$15(\pi/8)$	74	$15(\pi/8)$
12	$\pi/8$	33	$5(\pi/8)$	54	$5(\pi/8)$	75	$\pi/8$
13	$15(\pi/8)$	34	$15(\pi/8)$	55	$11(\pi/8)$	76	$3(\pi/8)$
14	$12(\pi/8)$	35	$8(\pi/8)$	56	0	77	$4(\pi/8)$
15	$9(\pi/8)$	36	$\pi/8$	57	$5(\pi/8)$	78	$5(\pi/8)$
16	$6(\pi/8)$	37	$10(\pi/8)$	58	$10(\pi/8)$	79	$6(\pi/8)$
17	$3(\pi/8)$	38	$3(\pi/8)$	59	$15(\pi/8)$	80	$7(\pi/8)$
18	$15(\pi/8)$	39	$11(\pi/8)$	60	$3(\pi/8)$	81	$7(\pi/8)$
19	$12(\pi/8)$	40	$4(\pi/8)$	61	$8(\pi/8)$	82	$8(\pi/8)$
20	$8(\pi/8)$	41	$12(\pi/8)$	62	$12(\pi/8)$	83	$8(\pi/8)$

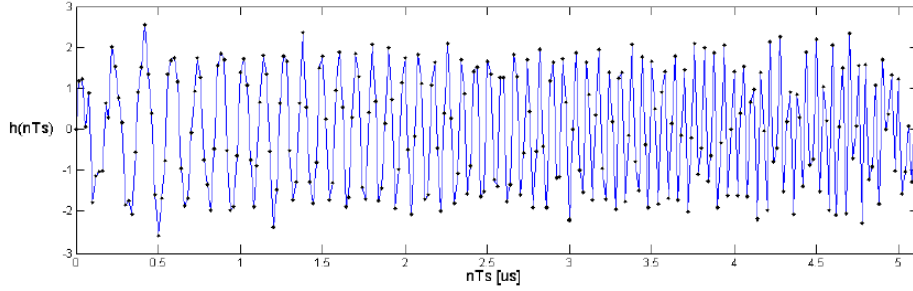


FIGURA 2.5. Simbolo HomePlug

2.2.2. Trasformata di Fourier e autocorrelazione. Scriviamo il segnale $x(n)$ in un modo differente:

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \text{rect}_T(nT_s) \frac{2}{\sqrt{84}} \sum_{c=0}^{83} \cos(2\pi f_c n + \phi_c) = \\
 &= \text{rect}_T(nT_s) \frac{1}{\sqrt{84}} \sum_{c=0}^{83} [e^{j(2\pi f_c n T_s + \phi_c)} + e^{-j(2\pi f_c n T_s + \phi_c)}] = \\
 &= \text{rect}_T(nT_s) \frac{1}{\sqrt{84}} \sum_{k=23}^{106} [e^{j(2\pi f_k n T_s)} e^{j\phi_c} + e^{-j(2\pi f_k n T_s)} e^{-j\phi_c}]
 \end{aligned}$$

dove si è posto $f_c = \frac{k}{N} = \frac{c+13}{256}$. A questo punto si calcola la trasformata con

$$\begin{aligned}
 X(f) &= T \text{sinc}(Tf) * \frac{1}{\sqrt{84}} 2\pi \sum_{k=23}^{106} [e^{j\phi_c} \delta(f - f_k) + e^{-j\phi_c} \delta(f - f_k)] = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{84}} 2\pi T \sum_{k=23}^{106} [e^{j\phi_c} \text{sinc}(T(f - f_k)) + e^{-j\phi_c} \text{sinc}(T(f + f_k))]
 \end{aligned}$$

Per quanto riguarda l'autocorrelazione del segnale, essa è stata calcolata tramite MatLab; i grafici ottenuti dal programma sono riportati in figura 2.6.

2.2.3. Trasmissione del segnale. La trasmissione del segnale implica una interpolazione dello stesso, che abbiamo simulato tramite MatLab grazie alla funzione *interp*. In Figura 2.7 sono riportati i grafici del segnale interpolato e della sua trasformata calcolata tramite FFT.

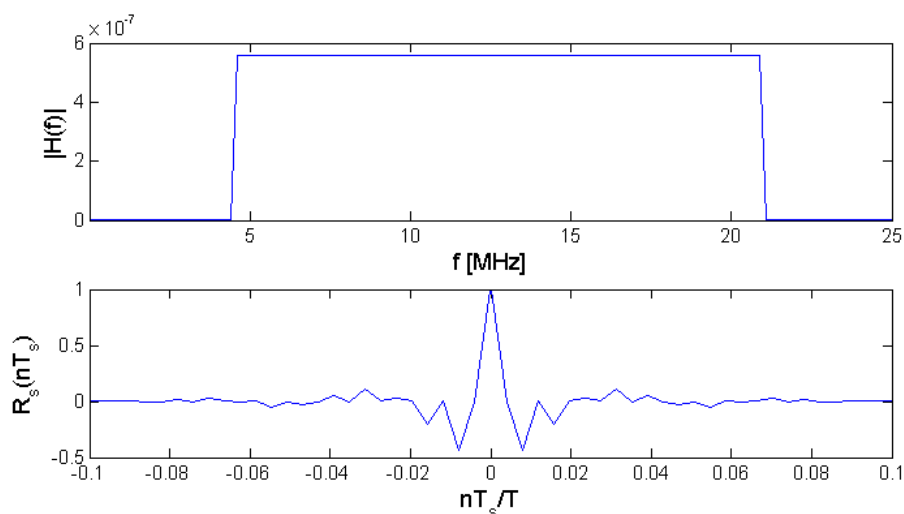


FIGURA 2.6. HomePlug: modulo della trasformata e autocorrelazione

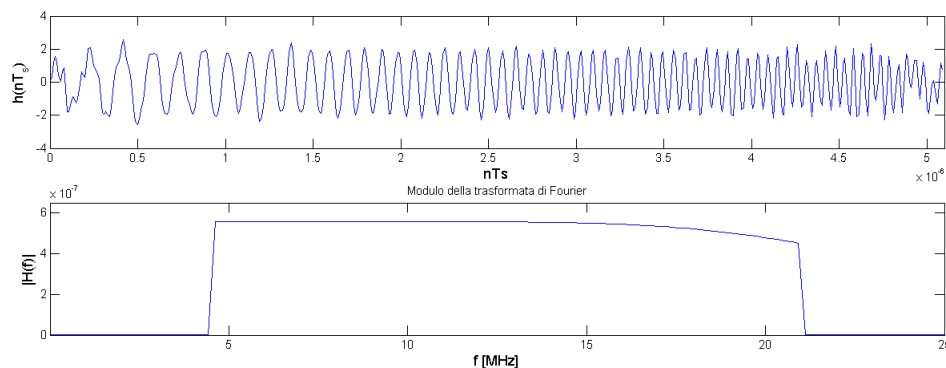


FIGURA 2.7. Grafico del segnale interpolato nel tempo e in frequenza

2.3. HomePlug GREEN PHY

Abbiamo in seguito considerato una versione più recente della famiglia HomePlug, orientata alle necessità delle industrie che si occupano delle applicazioni Smart grid più innovative. La specifica HomePlug GP è stata sviluppata infatti per supportare le applicazioni dell'Home Area Network, ed è una derivazione dell'HomePlug AV. La differenza fondamentale con la versione AV è il picco del PHY rate ridotto da 200 Mbps a 10 Mbps, dovuto alla considerazione che le applicazioni al quale è rivolto non necessitano di valori così elevati. Ciò permette di abbattere i costi e il consumo di potenza.

TABELLA 2.3. HP 1.0 - ES

c	ϕ	c	ϕ	c	ϕ	c	ϕ
10	$15(\pi/8)$	46	$11(\pi/8)$	82	$15(\pi/8)$	118	$13(\pi/8)$
11	$\pi/8$	47	$7(\pi/8)$	83	$3(\pi/8)$	119	$9(\pi/8)$
12	0	48	$2(\pi/8)$	84	$8(\pi/8)$	120	$7(\pi/8)$
13	$11(\pi/8)$	49	$13(\pi/8)$	85	$12(\pi/8)$	121	$7(\pi/8)$
14	$12(\pi/8)$	50	$8(\pi/8)$	86	0	122	$8(\pi/8)$
15	$8(\pi/8)$	51	$3(\pi/8)$	87	$4(\pi/8)$	123	$11(\pi/8)$
16	$15(\pi/8)$	52	$13(\pi/8)$	88	$7(\pi/8)$	124	$12(\pi/8)$
17	$14(\pi/8)$	53	$7(\pi/8)$	89	$11(\pi/8)$	125	$8(\pi/8)$
18	$5(\pi/8)$	54	$2(\pi/8)$	90	$14(\pi/8)$	126	$\pi/8$
19	$14(\pi/8)$	55	$11(\pi/8)$	91	$\pi/8$	127	$7(\pi/8)$
20	$13(\pi/8)$	56	$2(\pi/8)$	92	$4(\pi/8)$	128	$8(\pi/8)$
21	$10(\pi/8)$	57	$15(\pi/8)$	93	$7(\pi/8)$	129	$\pi/8$
22	$4(\pi/8)$	58	$8(\pi/8)$	94	$9(\pi/8)$	130	$7(\pi/8)$
23	0	59	$\pi/8$	95	$11(\pi/8)$	131	0
24	0	60	$10(\pi/8)$	96	$4(\pi/8)$	132	$12(\pi/8)$
25	$15(\pi/8)$	61	$3(\pi/8)$	97	$15(\pi/8)$	133	$13(\pi/8)$
26	$15(\pi/8)$	62	$11(\pi/8)$	98	$\pi/8$	134	0
27	$14(\pi/8)$	63	$4(\pi/8)$	99	$3(\pi/8)$	135	$\pi/8$
28	$13(\pi/8)$	64	$12(\pi/8)$	100	$4(\pi/8)$	136	$\pi/8$
29	$12(\pi/8)$	65	$4(\pi/8)$	101	$5(\pi/8)$	137	$15(\pi/8)$
30	$11(\pi/8)$	66	$12(\pi/8)$	102	$6(\pi/8)$	138	$11(\pi/8)$
31	$9(\pi/8)$	67	$3(\pi/8)$	103	$7(\pi/8)$	139	$12(\pi/8)$
32	$7(\pi/8)$	68	$11(\pi/8)$	104	$7(\pi/8)$	140	$6(\pi/8)$
33	$6(\pi/8)$	69	$2(\pi/8)$	105	$13(\pi/8)$	141	$5(\pi/8)$
34	$3(\pi/8)$	70	$9(\pi/8)$	106	$8(\pi/8)$	142	$13(\pi/8)$
35	$\pi/8$	71	0	107	$3(\pi/8)$	143	$2(\pi/8)$
36	$15(\pi/8)$	72	$7(\pi/8)$	108	$15(\pi/8)$	144	$9(\pi/8)$
37	$12(\pi/8)$	73	$13(\pi/8)$	109	$4(\pi/8)$	145	$11(\pi/8)$
38	$9(\pi/8)$	74	$3(\pi/8)$	110	$10(\pi/8)$	146	$14(\pi/8)$
39	$3(\pi/8)$	75	$10(\pi/8)$	111	$13(\pi/8)$	147	$4(\pi/8)$
40	$6(\pi/8)$	76	$15(\pi/8)$	112	$15(\pi/8)$	148	$9(\pi/8)$
41	$15(\pi/8)$	77	$5(\pi/8)$	113	$6(\pi/8)$	149	$5(\pi/8)$
42	$12(\pi/8)$	78	$11(\pi/8)$	114	$11(\pi/8)$	150	$8(\pi/8)$
43	$8(\pi/8)$	79	0	115	$3(\pi/8)$	151	$8(\pi/8)$
44	$4(\pi/8)$	80	$5(\pi/8)$	116	$2(\pi/8)$	152	$9(\pi/8)$
45	0	81	$10(\pi/8)$	117	$12(\pi/8)$	153	$9(\pi/8)$

CAPITOLO 3

Test in laboratorio

In laboratorio si è simulata la ricezione di sequenze di pacchetti degli standard PLC. La strumentazione utilizzata è:

- generatore di funzioni Tektronix AFG3010
- oscilloscopio Tektronix TDS5000
- cavi BNC corti
- cavo BNC lungo 75 m da 50Ω caratterizzato da una velocità di propagazione 66% di c_0
- cavo BNC lungo 33 m

I software necessari sono:

- MatLab
- ArbExpress (Tektronix)

Il segnale viene definito in MatLab; in seguito viene convertito in file .csv (comma-separated values) ed aperto con il programma ArbExpress, distribuito dalla Tektronix per elaborare le onde sul calcolatore. Questo programma permette infatti di inviare il nostro segnale sul generatore di funzioni tramite collegamento USB, ma viene utilizzato solo per caricare la funzione, mentre periodo di simbolo e frequenza vengono stabiliti tramite il generatore: in particolare, la frequenza impostata in tutti gli esperimenti è di 100 MHz. Il generatore è collegato all'oscilloscopio da un trigger, che dunque funge da riferimento (canale 2), e dal cavo su cui passano i dati (il quale simula quindi il collegamento elettrico) sul canale 1. L'oscilloscopio è stato impostato per campionare ad una frequenza di 250 MHz in tutte le misure. Abbiamo inoltre bisogno di impostare l'impedenza caratteristica a 50Ω a causa dell'alta frequenza dell'HomePlug. L'acquisizione stabilita è la IT (Interpolated real Time): tutte le impostazioni menzionate sono possibili dallo schermo dell'oscilloscopio. Una volta acquisiti i dati, essi si possono trasferire via USB al calcolatore e dunque essere analizzati e processati con MatLab. Il tavolo di laboratorio è riportato in Figura 3.1. I segnali trasmessi sono stati il preambolo dell' HomePlug 1.0.1, del GREEN PHY, e un chirp con l'energia e la banda dell'HomePlug 1.0.1.

I test compiuti sono:

- Trasmissione del chirp con cavo corto
- Trasmissione dell'HomePlug 1.0.1 con cavo corto
- Trasmissione del chirp con cavo BNC di lunghezza 75 m
- Trasmissione dell'HomePlug 1.0.1 con cavo BNC di lunghezza 75 m



FIGURA 3.1. Il tavolo di laboratorio

- Trasmissione dell'HomePlug GP con cavo corto
- Trasmissione del GREEN PHY con cavo di 33 m.

I test su cavo lungo sono finalizzati allo studio del comportamento del segnale in presenza di ritardo, e dunque al suo utilizzo per applicare la tecnica di ranging TOA. Nelle Figure 3.2,3.3,3.4 sono riportati i grafici risultanti.

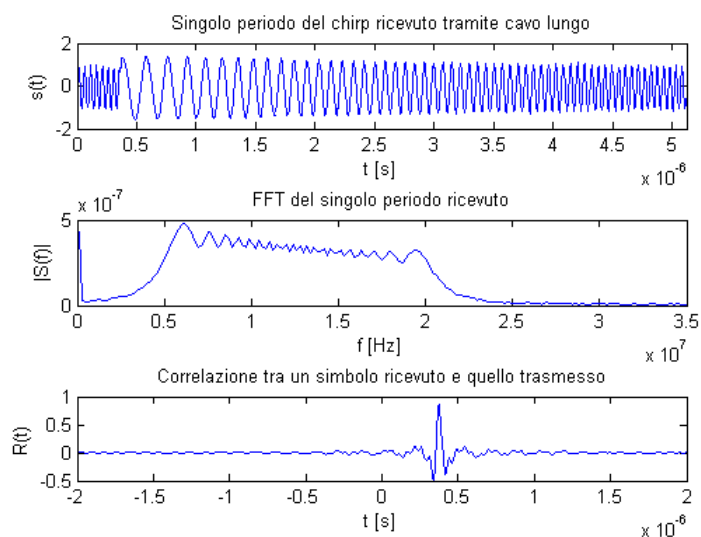


FIGURA 3.2. Grafici per il chirp su cavo lungo 75 m

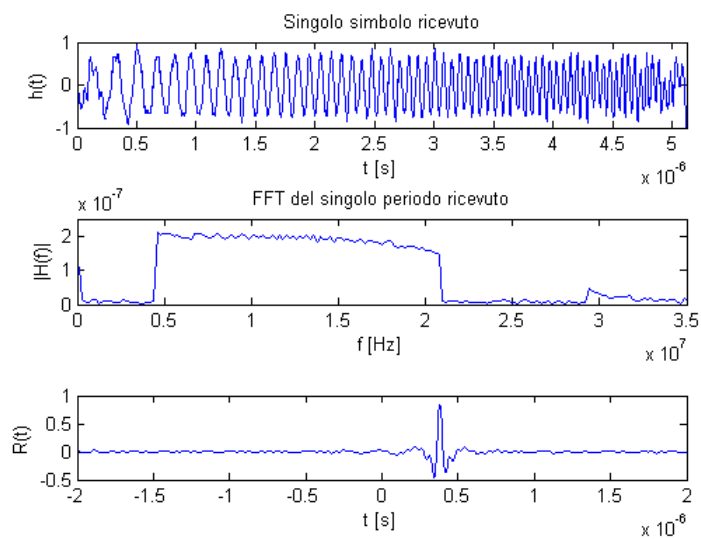


FIGURA 3.3. Grafici per il segnale HomePlug 1.0.1 ricevuto su cavo lungo 75 m

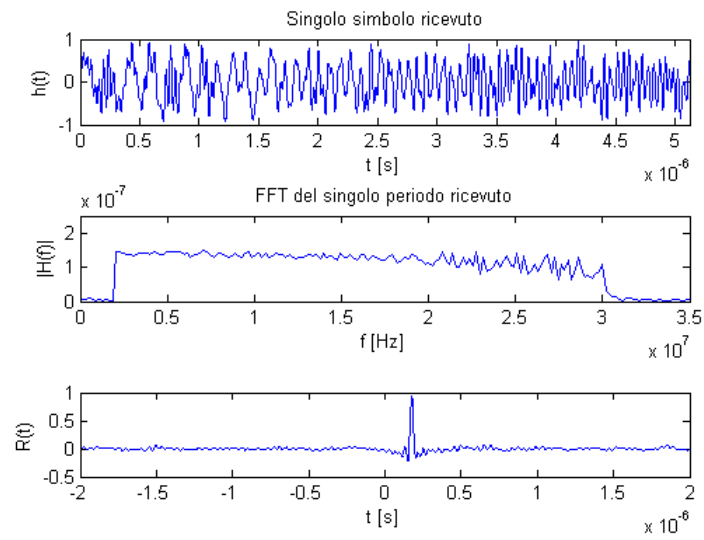


FIGURA 3.4. Grafici per il Green PHY ricevuto su cavo lungo 33 m

Elaborazione dei segnali ricevuti

Importiamo in MatLab i dati acquisiti dall'oscilloscopio (a 250 MHz) relativi al cavo lungo.

Come primo passaggio vogliamo calcolare i loro equivalenti in banda base, infatti essi occupano meno spazio in memoria (si deciderà di mantenere solamente 1 campione ogni 10), ma non causano perdita di informazione: vediamo dunque in cosa consiste l'equivalenza in banda base.

4.1. Equivalenza in banda base

Scriviamo il segnale generico come: $x(t) = \cos(2\pi f_c t)a(t) - \sin(2\pi f_c t)b(t)$. Ad esso è quindi associato un segnale complesso $d(t)$ il quale viene chiamato *equivalente in banda base*, ovvero

$$d(t) = a(t) + jb(t)$$

Esprimere il segnale iniziale sotto forma del suo equivalente non induce perdita di informazione: infatti (conoscendo il valore di f_c) si può sempre ricavare l'originale a partire dall'equivalente in questo modo:

$$x(t) = \text{Re} [e^{2\pi j f_c t} \cdot d(t)]$$

Per quanto riguarda la funzione di autocorrelazione dell'equivalente in banda base, il Teorema di Wiener-Khinchin ci dice che:

TEOREMA 1. *L'autocorrelazione di un segnale è identica alla trasformata inversa di Fourier della Densità spettrale del segnale stesso (ESD).*

Calcolo quindi la ESD del segnale originale:

$$x(f) = \frac{1}{2}[d(f - f_c) + d^*(-(f + f_c))]$$

$$|x(f)|^2 = |d(f - f_c)|^2 + |d(f + f_c)|^2$$

Applicando il teorema, si trova l'autocorrelazione totale anti-trasformando

$$c(t) = \cos(2\pi f_c t) \cdot c_d(t)$$

e difatti la trasformata di $c_d(t)$ è $c_d(f) = |d(f)|^2$. Dunque si può sempre esprimere un legame tra l'autocorrelazione originale e quella equivalente.

4.1.1. Banda base per il preambolo PRIME.

$$x(t) = A_{\text{rect}_T} \cos \left[2\pi t \left(f_0 + \frac{1}{2} \mu t \right) \right]$$

Osservando che

$$f_c = \frac{f_0 + f_1}{2} \Rightarrow f_0 = f_c - \frac{\Delta f}{2}$$

ed utilizzando le proprietà del coseno si calcola

$$\begin{aligned} \cos \left[2\pi t \left(f_c - \frac{\Delta f}{2} + \frac{1}{2} \mu t \right) \right] &= \\ &= \cos \left[2\pi t f_c + 2\pi t \left(\frac{1}{2} \mu t - \frac{\Delta f}{2} \right) \right] = \\ &= \cos(2\pi t f_c) \cos(\pi t \cdot (\mu t - \Delta f)) - \sin(2\pi t f_c) \sin(\pi t \cdot (\mu t - \Delta f)) = \\ &= \cos(2\pi t f_c) \cdot a(t) - \sin(2\pi t f_c) \cdot b(t) \end{aligned}$$

Poniamo dunque:

$$\begin{aligned} d(t) &= \cos(\pi t \cdot (\mu t - \Delta f)) + j \sin(\pi t \cdot (\mu t - \Delta f)) = \\ &= \begin{cases} e^{j\pi(\mu t - \Delta f)} & \text{se } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \end{aligned}$$

4.1.2. Banda base per il preambolo HomePlug.

$$x(n) = \sum_{k=23}^{106} \cos(2\pi f_k n + \phi_k)$$

Osservando che: $f_c = \frac{f_k + f_{129-k}}{2} \Rightarrow f_k = f_c - \frac{\Delta f}{2}$ dove $\Delta f = f_{129-k} - f_k$ con $23 \leq k \leq 106$, possiamo calcolare utilizzando la proprietà del coseno:

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=23}^{106} \cos(2\pi f_k n + \phi_k) \\ &= \sum_{k=23}^{106} \cos \left(2\pi \left(f_c - \frac{\Delta f}{2} \right) n + \phi_k \right) \\ &= \sum_{k=23}^{106} \cos(2\pi f_c n + (\phi_k - \pi \Delta f \cdot n)) \\ &= \sum_{k=23}^{106} [\cos(2\pi f_c n) \cos(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n) - \sin(2\pi f_c n) \sin(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n)] \\ &= \cos(2\pi f_c n) \sum_{k=23}^{106} \cos(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n) - \sin(2\pi f_c n) \sum_{k=23}^{106} \sin(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n) \\ &= \cos(2\pi f_c n) \cdot a(n) - \sin(2\pi f_c n) \cdot b(n) \end{aligned}$$

Poniamo dunque:

$$d(t) = \sum_{k=23}^{106} \cos(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n) + j \sum_{k=23}^{106} \sin(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n) =$$

$$= \begin{cases} \sum_{k=23}^{106} e^{j(\phi_k - \pi \Delta f \cdot n)} & 0 \leq n \leq 256 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

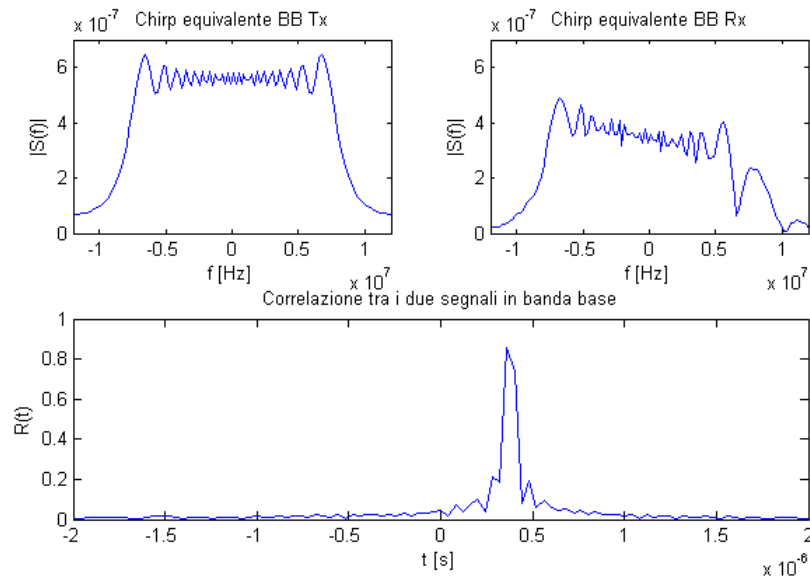


FIGURA 4.1. Equivalente in banda base del chirp

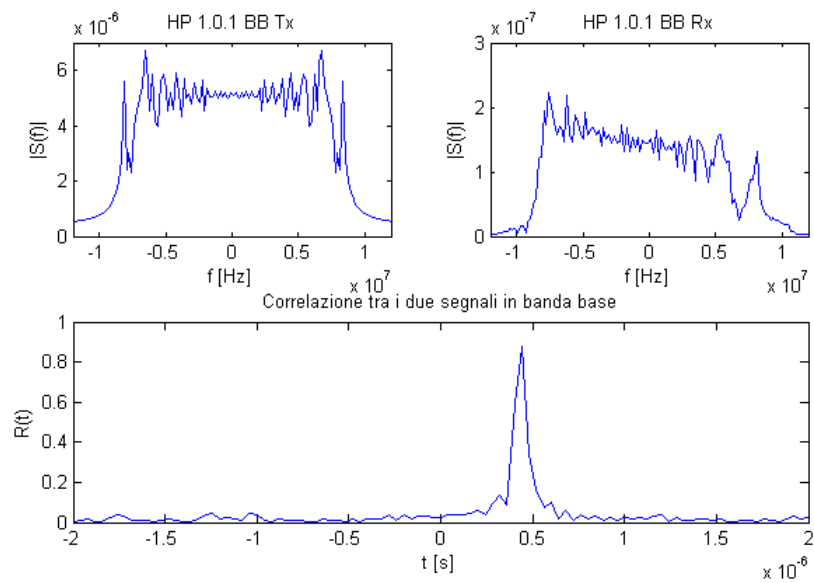


FIGURA 4.2. Equivalente in banda base dell'HomePlug

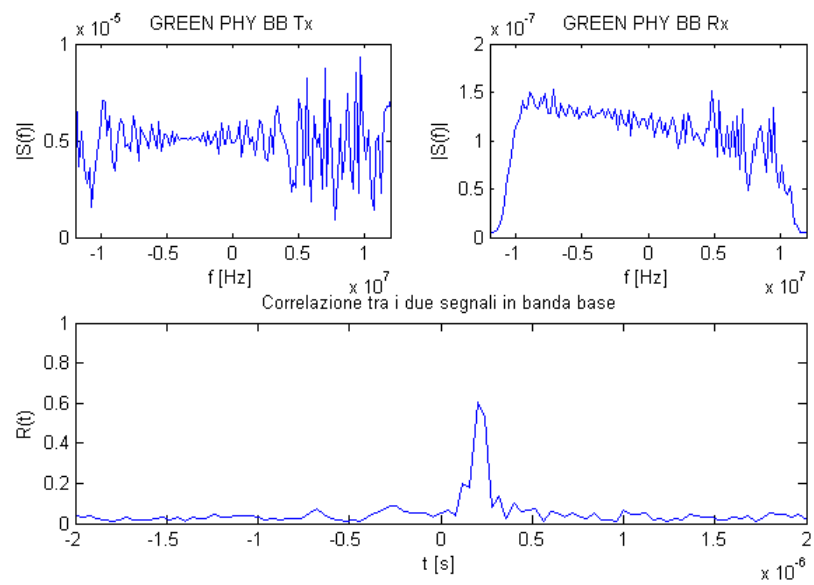


FIGURA 4.3. Equivalente in banda base del GREEN PHY

4.2. Algoritmo di ricerca a soglia

Un ulteriore passo da affrontare nell'applicazione della tecnica TOA ranging è, come già affermato, la stima dei tempi di ritardo. Essa è infatti fortemente influenzata dalle caratteristiche di un mezzo come la rete elettrica, che è in generale molto rumorosa e nella quale possiamo trovare anche il fenomeno di multipath. Si rende quindi indispensabile lo studio di algoritmi di stima che siano abbastanza precisi, ma al tempo stesso non richiedano troppe risorse hardware: si è optato dunque per un semplice algoritmo a soglia di energia.

L'algoritmo di stima utilizzato è quello proposto in [1], ed è organizzato nel modo esposto di seguito. Sia $w_{T_e}(nT_0)$ una finestra rettangolare di lunghezza $N_e = T_e/T_0$, e sia $q(nT_0)$ l'output del matched filter: la soglia è applicata al segnale energia contenuto in tale finestra rettangolare

$$h(nT_0) = w_{T_e} * |q|^2(nT_0)$$

Otteniamo dunque una quantità compresa nell'intervallo $[0,1]$, che viene ritenuta valida e quindi accettata solo quando supera una soglia λ da noi fissata:

$$\boxed{\frac{h(nT_0) - h_{\min}}{h_{\max} - h_{\min}} \geq \lambda}$$

dove $h_{\max} = \max_n h(nT_0)$, $h_{\min} = \min_h h(nT_0)$

L'algoritmo è stato implementato in MatLab ed è stato testato per diversi valori di λ : $\{0.02, 0.04, 0.06, 0.1, 0.2, 0.3, 0.35, 0.4, 0.45, 0.5\}$. La scelta di questo valore non è affatto banale in quanto se preso troppo basso potrebbe farci acquisire un falso picco corrispondente a rumore, se preso troppo alto potrebbe non selezionare il picco di cammino diretto ma uno successivo. Dunque ci aspettiamo per valori troppo bassi una sottostima, per valori troppo alti una sovrastima della lunghezza effettiva.

Sono riportati in Figura 4.4 e in Tabella 3 i risultati ottenuti dall'algoritmo. A causa della larghezza non nulla del picco centrale si nota un lieve scostamento dal valore reale, a cui si può ovviare inserendo nell'algoritmo una correzione che in questo caso è di 20 ns per l'HomePlug e di 19 ns per il chirp, il che equivale a dire che l'errore di misura è di circa 4 metri. Invece per il GREEN PHY la correzione attuata è di 32 ns.

TABELLA 4.1. Risultati numerici ottenuti dall'algoritmo

(A) Misure ottenute con l'HP. Lunghezza reale: 75 m	(B) Misure ottenute con il chirp. Lunghezza reale: 75 m
λ	Errore di misura [m]
0.02	-15.8
0.04	0.04
0.06	0.04
0.1	0.04
0.2	0.04
0.3	0.04
0.35	0.04
0.4	0.04
0.45	0.04
0.5	+7.96

(c) Misure ottenute con il GREEN PHY.
Lunghezza reale:
33 m

λ	Errore di misura [m]
0.02	-61.7760 (n.a.)
0.04	-15.58
0.06	-15.58
0.1	-15.58
0.2	0.26
0.3	0.26
0.35	0.26
0.4	0.26
0.45	0.26
0.5	0.26

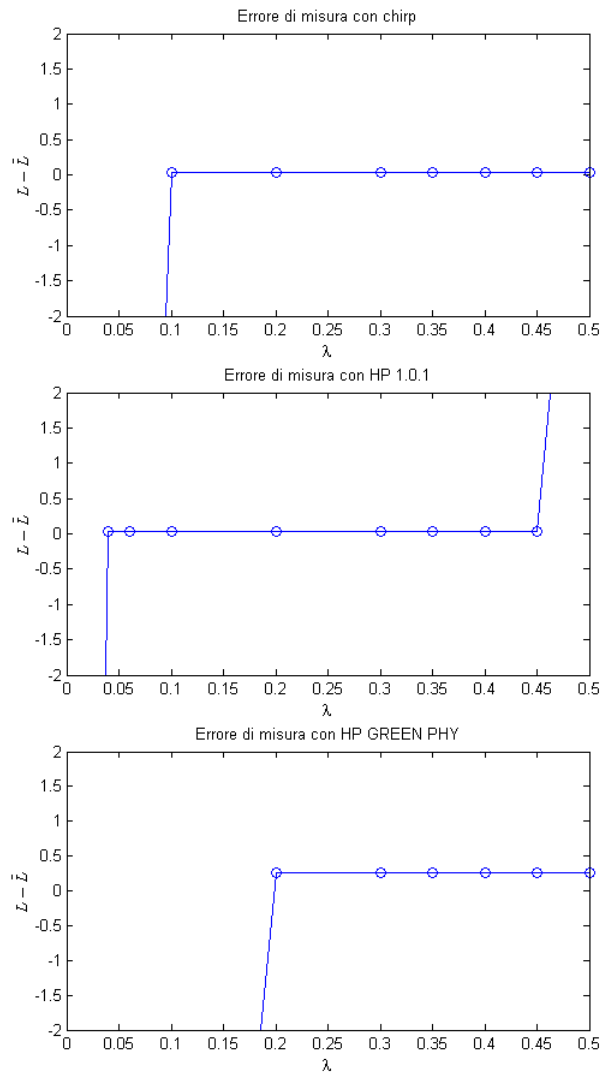


FIGURA 4.4. Errori di misura assoluti

Conclusioni

Abbiamo quindi presentato delle classi di standard PLC che potrebbero essere usati in futuro per misurazioni all'interno di reti intelligenti. Abbiamo inoltre testato in laboratorio una ipotetica misura di cavo basata sui preambolo di alcuni di questi standard, ed essa si è rivelata molto semplice da applicare nonchè precisa. I passi successivi a questo lavoro dovranno essere test su reti più complesse (ramificate) che evidenzino il suo comportamento in situazione di multipath.

Infatti in presenza di ramificazioni si presentano fenomeni di interferenza (costruttiva e distruttiva) dovuta alle riflessioni che sono notevoli già in semplici casi. Come esempio, inviando il nostro segnale chirp su un cavo lungo 71 m con una diramazione di 36 m, si riceve il segnale illustrato in Figura 4.5.

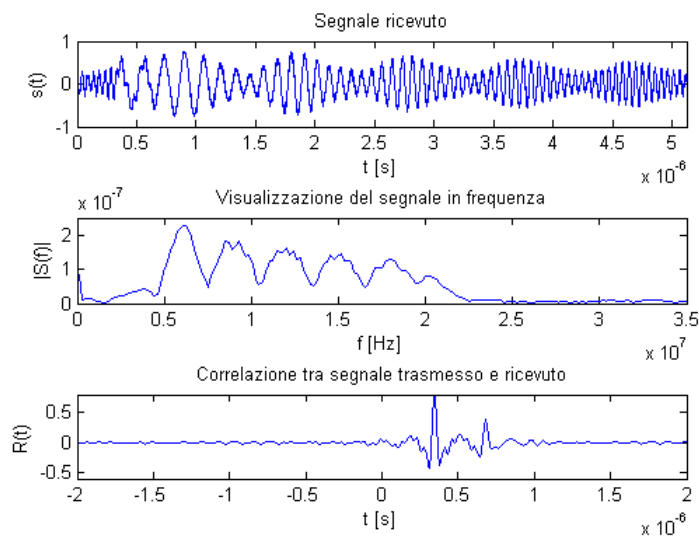


FIGURA 4.5. Segnale ricevuto su rete a T

Il grafico della correlazione tra segnale trasmesso e ricevuto è molto interessante in quanto ci permette di osservare il comportamento del canale: in particolare si nota un secondo picco di correlazione in seguito a quello

TABELLA 4.2. Errori di misura ottenuti su canale a T.
Lunghezza reale: 71 m

λ	Errore di misura [m]
0.02	-15.8
0.04	-9.81
0.06	-7.84
0.1	-7.84
0.2	-7.84
0.3	0.08
0.35	0.08
0.4	0.08
0.45	0.08
0.5	0.08

principale, che sarà quello da individuare nell'algoritmo a soglia. Si osserva che tale algoritmo si comporta bene anche in questa situazione: i risultati del test sono riportati in Tabella 4.

L'altro problema che sarà fondamentale studiare è l'attenuazione delle alte frequenze nel canale elettrico reale, che è ben diverso dai cavi BNC da laboratorio: ciò si è notato inviando il solito segnale chirp attraverso una prolunga elettrica, come si evince dal grafico.

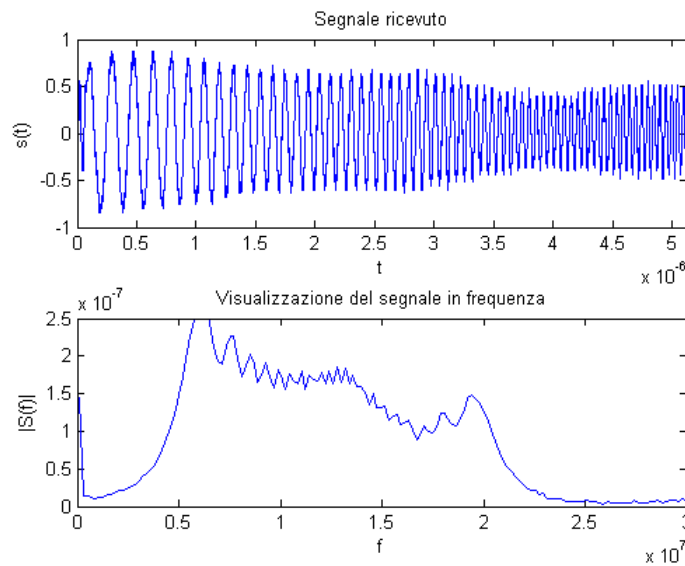


FIGURA 4.6. Segnale ricevuto attraverso una prolunga

Si è notato infine con lo svolgimento di questo lavoro come la ricerca nelle applicazioni per Smart Grid sia attuale e abbia moltissimo potenziale, e che manca solo una killer application (che secondo molti sarà la vendita al grande pubblico dell'auto elettrica) per fare esplodere questo mercato.

Appendice A: Codici MatLab

Sono riportati in questa appendice i frammenti più interessanti del codice MatLab utilizzato.

```
% Preambolo di HomePlug 1.0.1 (solo 256 valori di n)

load('pc.mat'); % importa la tabella delle fasi
T=5.12*10^(-6);
fun = zeros(1, 256); % crea funzione finale , per ora vuota
fc = (23:1:106)/256; % definisce la frequenza (c+23)/256
for n=0:1:(256-1) % implementa la funzione
a = 2*pi*fc*n + pc; %calcola argomento del coseno
b= cos(a); %calcola i coseni
c = 2/sqrt(84)*sum(b(:)); %esegue la Sommatoria
fun(1, n+1) = c; % salva il risultato nella funzione finale
end;
% grafico: il tempo di campionamento è di 20 ns, secondo
% le specifiche.
Tc = 20*(10^-9);
t=0:Tc:Tc*255;
plot(t, fun);
axis([0 Tc*255 -4 4])
title('Un simbolo HOMEPLUG 1.0.1')
%modulo della trasformata di Fourier
FUN = fft_abs(fun, Tc, (Tc*255));
title('Modulo della trasformata di Fourier')
% autocorrelazione normalizzata
t2 = ((-T+Tc):Tc:(T-Tc))/T;
r = xcorr(fun, fun, 'coeff');
subplot(3,1,3)
plot(t2, r)
axis([-0.1 0.1 -0.5 1])
title('Autocorrelazione')

%%
```



```
% ripetizione di tre simboli e loro interpolazione
rep=[fun fun fun];
rep_interp=interp(rep,2);
z=rep_interp(513:1024);
```

```
clock = ['#CLOCK=1.0000000000e+008'];
size= ['#SIZE=512'];
clock1=cellstr(clock);
size1=cellstr(size);
hdr1=[clock1 size1];
data1=num2cell(z)';
fine=[hdr1 data1]';
cell2csv('hp_csv.csv',fine1,',');
```

```
%%
function cell2csv(filename,cellArray,delimiter)
% by Sylvain Fiedler, KA, 2004
if nargin<3
delimiter = ',';
end
datei = fopen(filename,'w');
for z=1:size(cellArray,1)
for s=1:size(cellArray,2)
var = eval(['cellArray{z,s}']);
if size(var,1) == 0
var = '';
end
if isnumeric(var) == 1
var = num2str(var, 14);
end
fprintf(datei,var);
if s ~= size(cellArray,2)
fprintf(datei,[delimiter]);
end
end
fprintf(datei,'\n');
end
fclose(datei);
```

```

% programma che riceve l'hp dall'oscilloscopio
% e ne visualizza la trasformata.
load 110721_133519.dat;
%% sequenza ricevuta: t, f, corr
T = 5.12*10^-6;
to=0:6*T/(7680-1):6*T;
figure
subplot(3,1,1);
plot(to,X110721_133519);
title('La sequenza ricevuta');
axis([0 6*T -1 1]);
%trasformata sequenza ricevuta
subplot(3,1,2);
fft_abs(X110721_133519,T/(7680-1),T);
title('Trasformata della sequenza ricevuta');
%autocorrelazione sequenza ricevuta
r1 = xcorr(X110721_133519,X110721_133519,'coeff');
subplot(3,1,3)
plot(r1)
title('Autocorrelazione')
%% simbolo ricevuto: t,f,corr
%singolo periodo
top=to(1:1280);
hp1p=X110721_133519(1:1280);
figure subplot(2,1,1);
plot(top,hp1p);
title('Singolo simbolo ricevuto');
axis([0 T -1 1]);
%fft singolo simbolo rx
subplot(2,1,2);
fft_abs(hp1p,T/(1280-1),T);
title('FFT del singolo periodo ricevuto');

%Creo il segnale Homeplug equivalente in banda base

a = zeros(1, 256); % crea funzione finale , per ora vuota
fkcr = (23:1:106)/256;
fkdc = (106:-1:23)/256;
for n=0:1:(256-1) % implementa la funzione
e = exp(1i*(pc - pi*n*(fkdc-fkcr)));
c = sum(e(:)); %esegue la Sommatoria

```

```

a(1, n+1) = c; % salva il risultato nella funzione finale
end;
d = a(1:2:length(a)); % Ora è a 25 MHz

%Carico l'HP ricevuto, ricavo l'eq. in banda base
load hp_lungo2.dat;
hp_lungo1p=hp_lungo2(1:1280);
t = 0:Tc:T-Tc;
er = (hp_lungo1p').*(exp(-1j*(2*pi*fc*t)));
te = -(T-Tc)/2:Tc:(T-Tc)/2;
er = 0.1*conv(er,ircos(te*21*10^6,0.1));
er = er(640:1919); % Prendo una parte
er = er(1:10:length(er)); % Campiono a 25 MHz

% Correlazione tra i due segnali in banda base
x = xcorr(er,d,'coeff');
tx = -(T-Tc2):Tc2:T-Tc2;
subplot(2,2,[3 4]);
plot(tx,abs(x))
title('Correlazione tra i due segnali in banda base');

distn = zeros(10);
lambda= [0.02 0.04 0.06 0.1 0.2 0.3 0.35 0.4 0.45 0.5];
for i=1:1:10
distn(i)=find_dist(x,tx,lambda(i));
end
plot(lambda,distn);
axis([0 0.5 50 80]);
%%
function d = find_dist(fun, t, lambda)
v=3*10^8*0.66; %valore della velocità di propagazione
correction = -20*10^-9;
f = abs(fun);
f2 = f.^2; %energia
f3 = (f2 - min(f2))/(max(f2)-min(f2)); %energia norm.
l = find(f3>lambda);
Ts = t(l(1))+correction;
d = v*Ts;
end

```

Bibliografia

- [1] Sito: <http://energy.gov/oe/technology-development/smart-grid>
- [2] S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang, "Power Line Communications and the Smart Grid", First IEEE International Conference on, pp. 303-308, 2010
- [3] A. D'Amico, U. Mengali, L. Taponecco, "Energy-Based TOA Estimation", Wireless communication, IEEE Transaction, vol. 7, no. 3, pp. 838-847, 2008
- [4] T. Erseghe, F. Lorenzon, S. Tomasin, A. Costabeber, P. Tenti, "Distance Measurement over PLC for Dynamic Grid Mapping of Smart Micro Grids", 2010