

# Análisis y compresión de señales neuronales para su transmisión inalámbrica.

*Autor:* Traver Sebastià, Lara

*Director1:* Cardona Marcet, Narcís

*Director2:* Tarín Sauer, Cristina

*Resumen* — Las investigaciones recientes en el campo de la neurología computacional pronostican la utilización de dispositivos implantables que capten las señales neuronales del cerebro, que, una vez decodificadas ofrecen muchas posibilidades para el tratamiento de pacientes con parálisis, ceguera o sordera así como para el estudio de los códigos neuronales por parte de los científicos. Esta tesina ofrece un estudio sobre un sistema para la captación, compresión y transmisión inalámbrica de las señales neuronales, en el que destaca la movilidad que ofrece la transmisión inalámbrica ya que permitirá tanto la realización de experimentos “in-vivo”, como el desarrollo de dispositivos implantables sin los inconvenientes del cableado. El algoritmo de compresión incluye gestión de recursos, de modo que se adapta la compresión de la señal en cada momento al ancho de banda disponible y a la actividad neuronal captada por los electrodos.

*Abstract* — Recent experiments on the computational neuroscience field show that it will be possible to use implantable devices capable of recording neural signals, which can be interpreted to be used in treating patients with paralysis, blindness or deafness as well as for future neural code studies. The present work contains a study of a system for recording, compression and wireless transmission of neural signals. Mobility offered by the wireless transmission is a great advantage in these systems because it allows both “in-vivo” experiments with moving subjects as well as the future development of wireless devices to be used by patients. Compression scheme includes resource management methods that, at each moment, adapt the type compression used to the available bandwidth and the recorded neural activity.

Autor: Traver Sebastià, Lara, email: [latrase@iteam.upv.es](mailto:latrase@iteam.upv.es)

Director 1: Cardona Marcet, Narcís, email: [ncardona@dcom.upv.es](mailto:ncardona@dcom.upv.es)

Fecha de entrega: 31-07-07

## ÍNDICE

<b>I. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>3</b>
I.1. INTRODUCCIÓN.....	3
I.2. OBJETIVOS.....	3
I.3. ESTADO DEL ARTE.....	3
<b>II. SEÑALES NEURONALES.....</b>	<b>5</b>
II.1. INTRODUCCIÓN.....	5
II.2. SISTEMAS DE CAPTACIÓN.....	6
II.3. GENERACIÓN DE SEÑALES ARTIFICIALES PARA LOS EXPERIMENTOS.....	7
II.3.1. <i>Conjunto de señales con un tren de impulsos de una neurona principal inmerso en una señal de ruido</i> .....	7
II.3.2. <i>Conjunto de señales con dos trenes de impulsos superpuestos inmersos en una señal de ruido</i> .....	10
II.4. SEÑALES DE CULTIVOS NEURONALES UTILIZADAS EN LOS EXPERIMENTOS.....	10
<b>III. DETECCIÓN DE IMPULSOS NEURONALES O “SPIKES”.....</b>	<b>11</b>
III.1. DETECTOR POR UMBRAL SIMPLE ( STH).....	11
III.2. DETECTOR POR OPERADOR DE ENERGÍA NO LINEAL (NEO).....	13
III.3. COMPARACIÓN.....	13
<b>IV. CLASIFICACIÓN DE IMPULSOS NEURONALES.....</b>	<b>15</b>
IV.1. CLASIFICACIÓN MEDIANTE ANÁLISIS DE COMPONENTES PRINCIPALES (PCA).....	15
IV.2. CLASIFICACIÓN POR EL MÉTODO DE INTEGRACIÓN.....	18
IV.3. COMPARACIÓN ENTRE LOS MÉTODOS DE CLASIFICACIÓN POR ANÁLISIS PCA Y POR EL MÉTODO DE INTEGRACIÓN.....	19
<b>V. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE LAS SEÑALES.....</b>	<b>21</b>
V.1. REVISIÓN DE TECNOLOGÍAS DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA.....	21
V.2. TRANSMISIÓN MEDIANTE BLUETOOTH.....	22
V.2.1. <i>JSR-82</i> .....	22
V.2.2. <i>Medidas de la tasa de transmisión</i> .....	25
V.2.3. <i>Resultados experimentales</i> .....	26
V.3. TRANSMISIÓN SOBRE UMTS.....	28
V.4. TRANSMISIÓN EXTREMO A EXTREMO.....	29
V.4.1. <i>Diagrama de transmisión extremo a extremo</i> .....	29
V.4.2. <i>Gestión de recursos aplicado a la gestión del ancho de banda RF disponible</i> .....	30
<b>VI. CONCLUSIONES.....</b>	<b>35</b>
<b>AGRADECIMIENTOS.....</b>	<b>37</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>38</b>

## **I. INTRODUCCIÓN**

### *I.1. INTRODUCCIÓN*

El desarrollo de las comunicaciones inalámbricas en general y las comunicaciones móviles en particular ha abierto nuevas vías para el desarrollo de aplicaciones médicas que explotan la capacidad de transmisión de datos de forma inalámbrica para monitorizar, tele-asistir, etc. a pacientes con diversas dolencias. En este ámbito existen ya experiencias que explotan servicios de comunicación como la mensajería SMS o MMS, junto con equipos inalámbricos de medida de constantes vitales y que proporcionan servicios de tele-asistencia domiciliaria, envío de agenda de pacientes, acceso a protocolos sanitarios e historia clínica de emergencias, ambulancias con soporte vital tele-asistido, gestión de consultas etc. La telefonía 3G o UMTS no hace sino ampliar las posibilidades de desarrollo de tales aplicaciones.

De entre este amplio espectro de posibilidades, el presente trabajo se centra en el uso de las tecnologías inalámbricas en el ámbito de la neurología, mediante sensores que monitoricen parámetros del sistema nervioso y mediante la transmisión de los mismos de forma inalámbrica a un dispositivo móvil. En este campo, resulta esencial la obtención de los parámetros relevantes en la monitorización neuronal y demostrar la posibilidad de su transmisión inalámbrica.

Desde el punto de vista de la transmisión inalámbrica, se debe diseñar el sistema que habilite dicha transmisión y que incluirá los mecanismos de análisis y procesado de señales necesarios para su correcta transmisión y recuperación en el otro extremo.

### *I.2. OBJETIVOS*

El objetivo principal consiste en mostrar la viabilidad de la transmisión inalámbrica y a través de 3G de señales neuronales.

Objetivos concretos:

- Procesar la señal neuronal para adecuarla a la transmisión inalámbrica.
- Transmitir inalámbricamente una señal neuronal a un dispositivo móvil y desde éste a un servidor remoto mediante 3G.

### *I.3. ESTADO DEL ARTE*

En el ámbito de las aplicaciones de la captación y transmisión de señales neuronales, estudios recientes por parte del Centro Médico de la Duke University demuestran que es posible entrenar a primates para usar únicamente información visual y señales cerebrales, sin recurrir a movimientos musculares, para controlar un brazo mecánico, haciendo que este alcance y agarre objetos en tiempo real [1]. Los científicos afirman que los animales parecen operar el brazo robótico como si fuera su propia extremidad. En sus experimentos, los investigadores inicialmente implantan arrays de micro-electrodos (de tamaño menor al diámetro del pelo humano) entre los lóbulos frontal y

parietal de los cerebros de dos macacos hembras. Implantaron 96 electrodos en un animal y 320 en el otro. Los investigadores han seleccionado las áreas frontal y parietal del cerebro ya que éstas están implicadas en la generación de comandos de control de los músculos. Las señales de los arrays de electrodos son detectadas y analizadas por un sistema informático que mediante el reconocimiento de los patrones de las señales neuronales que representan los movimientos particulares del brazo de un animal, es capaz de generar a partir de los mismos, las señales de control para mover un brazo mecánico. La Fig 1 (izquierda) muestra un esquema de los experimentos realizados.

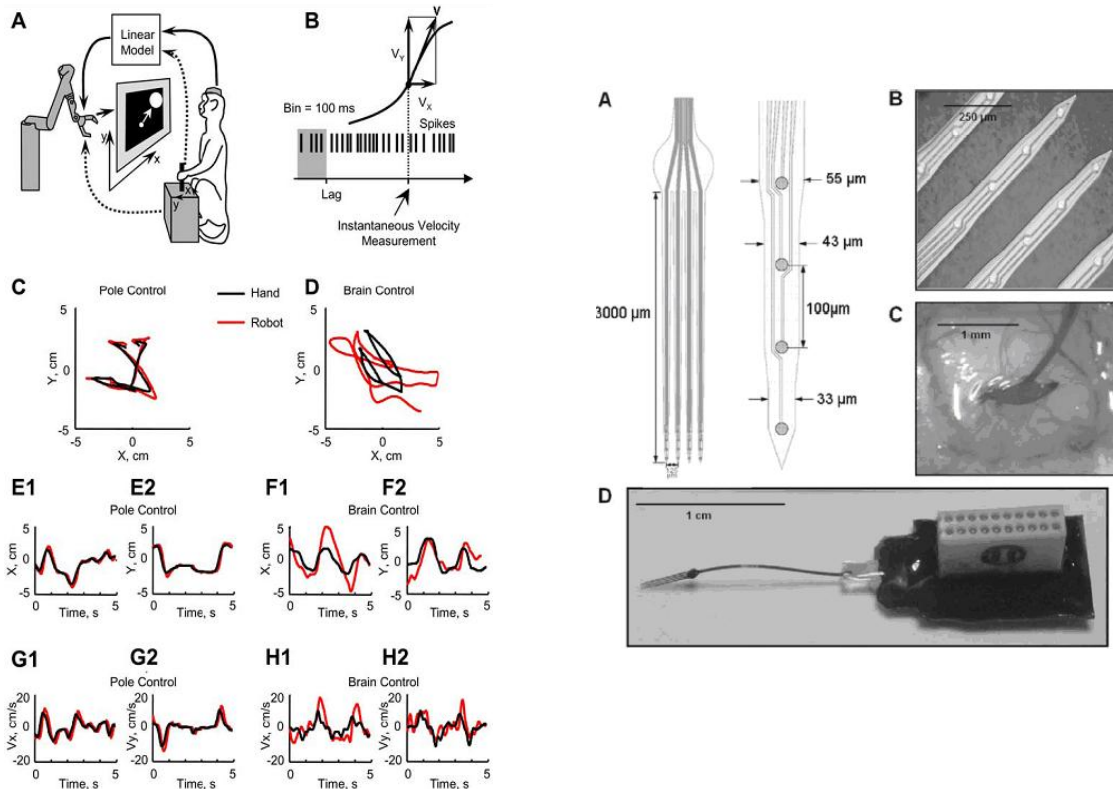


Fig 1. Izquierda: Esquema de los experimentos con primates. Derecha: Sistema de captación con arrays de microelectrodos en sustrato de silicio implantado en el córtex cerebral de humanos.

Adicionalmente, estudios recientes en humanos han demostrado la posibilidad del uso de interfaces cerebro-maquina (Brain-Machine Interface, BMI) [2]. En un primer estudio sobre la posibilidad de usar señales cerebrales para operar dispositivos externos, los investigadores del centro médico de la Duke University demostraron que los arrays de micro-electrodos son capaces de detectar señales susceptibles de ser utilizadas para controlar dispositivos de interfaz cerebro-máquina en humanos. Actualmente los equipos de investigación tratan de desarrollar prototipos que puedan, en un futuro, habilitar personas con parálisis para operar 'neuro-prótesis' usando únicamente señales cerebrales. En los estudios iniciales con humanos se grabaron señales de 32 micro-electrodos durante cirugías realizadas para aliviar los síntomas de enfermedades como Parkinson y semejantes. Estos procedimientos quirúrgicos requieren la implantación de electrodos en el cerebro y estimularlo con pequeñas corrientes eléctricas. Los pacientes están despiertos

durante la cirugía y los cirujanos generalmente graban las señales cerebrales para asegurarse que los electrodos han sido implantados en la ubicación correcta. Las señales fueron grabadas (usando un array de electrodos de 32 canales) sobre algunos voluntarios mientras jugaban video-juegos controlados por las manos. En el análisis de las señales obtenidas se encontró que estas contienen información suficiente para ser usada en predicciones de movimientos de la mano.

Por otra parte, diversos investigadores han demostrado que electrodos implantados individualmente pueden ser usados para controlar el cursor sobre la pantalla de un ordenador. Cabe también señalar, que según los resultados de los experimentos, los dispositivos externos complejos requerirán captar señales de un gran número de electrodos para su correcto funcionamiento.

## II. SEÑALES NEURONALES

### II.1. INTRODUCCIÓN

En los experimentos que aquí se presentan se trabaja con señales neuronales, señales que son captadas y posteriormente transmitidas inalámbricamente. Dichas señales, adquiridas mediante arrays microscópicos que captan los potenciales extracelulares de las neuronas, nos sirven para observar la actividad simultánea de varias neuronas tanto en experimentos in-vivo (microarrays implantados) como in-vitro (cultivos de neuronas).

Como hemos visto en la sección anterior, experimentos recientes demuestran que la información estas señales permiten, por ejemplo, predecir movimientos de extremidades de un primate y, por tanto, desarrollar neuro-prótesis, es decir, prótesis controladas mediante el pensamiento [3]. De acuerdo con estos experimentos, la codificación de estímulos provenientes de los órganos de los sentidos y de las órdenes de movimientos desde el cerebro hacia las extremidades se encuentra en los patrones de disparo de las neuronas de la zona cortical relacionada con dichos estímulos u órdenes.

Las señales neuronales extracelulares de la corteza cerebral tienen unas características específicas que determinan los requisitos para su captación y procesado en los sistemas de adquisición. En primer lugar, los niveles de voltaje de los potenciales de acción varían entre las decenas y las centenas de  $\mu\text{V}$  pico a pico, mientras que la duración de los pulsos es de 1 a 3ms. El umbral de ruido, que incluye tanto el ruido biológico proveniente de neuronas lejanas como el ruido eléctrico de los circuitos de amplificación, se sitúa alrededor de  $20\mu\text{V}_{\text{rms}}$  [4] [5]. Por tanto, la relación señal a ruido varía en rangos de 1:1 a 4:1 (0-6dB), aunque se da el caso de hasta 10:1 (10dB). En cuanto al contenido frecuencial, la señal proveniente de los potenciales de acción de la neurona ocupa la banda [100 10.000] Hz y su amplitud es típicamente inferior a los  $500\mu\text{V}$ . La señal de LFP (Local Field Potential) ocupa la frecuencias más bajas (por debajo de los 100Hz) con amplitudes alrededor de los 5mV. La relación señal a ruido de la señal combinada es relativamente alta, ya que el ruido en el electrodo junto con el ruido de fondo de la actividad neuronal típicamente

llega a los  $5\mu\text{V}$  [5]. Para poder amplificar correctamente la señal proveniente de los potenciales de acción, conviene filtrar previamente la señal de LFP mediante un filtro paso alto a 100Hz.

De acuerdo con el contenido frecuencial de estas señales, las frecuencias de muestreo utilizadas varían entre los 15 y los 50kHz. En general a mayor frecuencia de muestreo, se obtiene mayor fidelidad en las señales pero a su vez se genera mayor cantidad de datos a ser procesados o transmitidos por unidad de tiempo, lo cual genera problemas de capacidad de procesamiento, de transmisión, de consumo, etc. La resolución que se suele utilizar para las muestras de señal es de 10 a 12 bits que proporciona rangos dinámicos de [60 72] dB.

## II.2.SISTEMAS DE CAPTACIÓN

Se ha realizado un estudio sobre los sistemas de captación y adquisición de señales neuronales existentes actualmente tanto para captación in-vivo, es decir, con electrodos implantables, como para experimentos in-vitro con cultivos de neuronas. De entre los sistemas existentes destacamos los arrays de multi-electrodos proporcionados por dos fabricantes:

- NeuroNexus Technologies <http://neuronexustech.com>

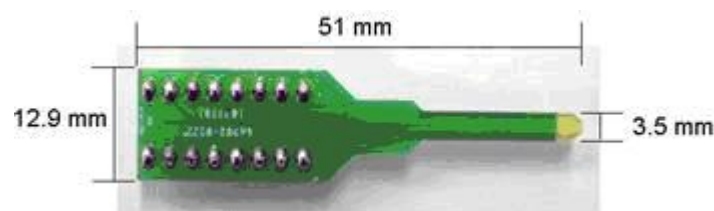


Fig 2. Imagen de un array de microelectrodos implantable de NeuroNexus Technologies.

NeuroNexus fabrica arrays de microelectrodos implantables para aplicaciones en experimentos in-vivo de investigación en neurología.

- Multi Channel Systems <http://www.multichannelsystems.com>

Multi Channel Systems proporciona, entre otros productos, arrays de microelectrodos planares de hasta 128 canales para captación y adquisición en tiempo real de señales neuronales provenientes de cultivos in-vitro. Provee un sistema completo que permite captar señales amplificarlas y adquirirlas en el PC conectado al sistema. La Fig 3 muestra una imagen de los componentes del sistema. Además el software proporcionado permite analizar, revisar, representar gráficamente e incluso exportar los datos adquiridos para ser procesados en otra plataforma.

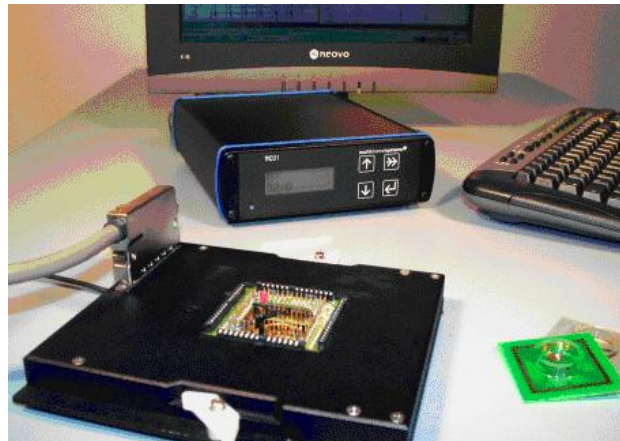


Fig 3. Sistema de captación, adquisición y procesado de señales neuronales de Multi Channel Systems.

### II.3. GENERACIÓN DE SEÑALES ARTIFICIALES PARA LOS EXPERIMENTOS

Como hemos visto, las señales neuronales presentan spikes formando trenes de impulsos. Es precisamente en los patrones de estos trenes de impulsos donde se codifica la información que las neuronas intercambian entre sí. Resulta evidente, pues, que es necesario automatizar métodos de detección de impulsos para poder analizar y posiblemente decodificar las señales provenientes de la actividad neuronal. Y es también imprescindible disponer de métodos para identificar si los impulsos captados por un electrodo corresponden a una única neurona o son la superposición de los trenes de impulsos generados por neuronas vecinas, es decir, ser capaces de clasificar los impulsos provenientes de varias neuronas.

Más adelante presentaremos los algoritmos implementados para realizar tanto la detección como la clasificación de impulsos neuronales. La evaluación de dichos algoritmos requiere disponer de señales de test indexadas, es decir señales en las se conoce la disposición de los disparos neuronales y por tanto se puede evaluar los aciertos o errores en la detección y clasificación. Con esta motivación hemos construido dos conjuntos de señales que nos servirán para la evaluación de algoritmos:

#### II.3.1. *Conjunto de señales con un tren de impulsos de una neurona principal inmerso en una señal de ruido*

Para construir este primer conjunto se ha partido de registros in-vivo de la actividad neuronal de células striatum del cerebelo de una rata de laboratorio. Estos registros están disponibles al público y los proporciona la Universidad de París [6]. De estos registros se han aislado un conjunto de 50 potenciales de acción. En la Fig 4 vemos las formas de onda de dichos potenciales de acción. A partir de este conjunto, se ha seleccionado un potencial de acción y se ha repetido periódicamente con una frecuencia de 50 Hz para construir una señal de 10 segundos de duración que se corresponderá con neurona principal del registro cuyo patrón de disparo es el que se desea detectar y transmitir. Un segmento de esta señal se muestra en la Fig 5.

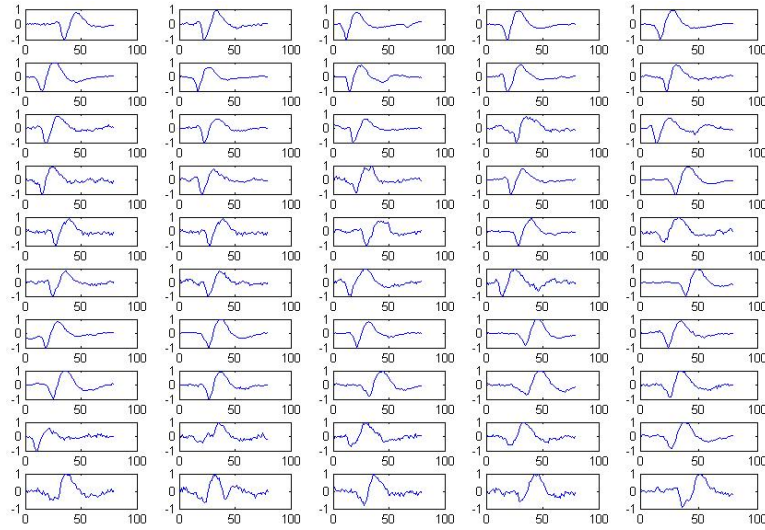


Fig 4. Conjunto de Potenciales de Acción aislados.

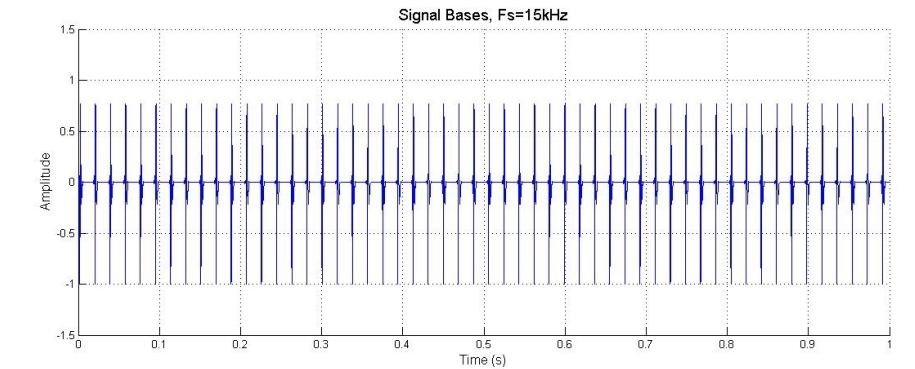


Fig 5. Tren de impulsos generado para la neurona principal.

### Generación de ruido neuronal aditivo. Procesos de Poisson homogéneos.

Para la generación de la señal de ruido hemos considerado que los trenes de impulsos neuronales pueden ser modelados como procesos de Poisson homogéneos. Este modelo resulta adecuado si se asume que cada disparo neuronal constituye una variable aleatoria independiente. Esta asunción no es completamente válida pero nos lleva a una aproximación que resulta suficiente para generar una señal de ruido neuronal donde no son especialmente relevantes los tiempos de disparo exactos sino que el conjunto de la señal presente unas características similares al ruido de fondo que se superpone a las señales en los registros de actividad neuronal [7].

Brevemente describimos los parámetros que caracterizan un proceso de Poisson. Definimos  $r$  como la tasa o probabilidad de disparo por unidad de tiempo. Por tanto,  $r \cdot \Delta t$  es la probabilidad de que haya un disparo en el intervalo:  $[t, t + \Delta t]$ . La probabilidad de que no haya un disparo en un tiempo  $t$  viene dada por (1).

$$S(t) = e^{-rt} \quad (1)$$



Asimismo, la probabilidad de que el disparo se produzca en el tiempo  $t$  viene dada por la ecuación (2). Dicha probabilidad la denominamos también Distribución de Intervalo Entre Disparos (Interspike Interval Distribution, ISI) y que es un parámetro importante en la modelización del comportamiento de disparo de las neuronas.

$$P(t) = -\frac{\partial S(t)}{\partial t} = r \cdot e^{-r \cdot t} \quad (2)$$

### Generación de ruido neuronal

Para la generación del ruido se ha seguido el siguiente proceso:

- Se han tomado 50 potenciales de acción y se han construido 50 patrones de disparo independientes. Cada patrón de disparo sigue una distribución de Poisson homogénea, siendo la frecuencia de disparo de cada uno elegida aleatoriamente en el rango [50 90] Hz.
- Cada potencial de acción se ha repetido de acuerdo al patrón de disparo correspondiente para generar un tren de impulsos de duración 10 segundos.
- La suma de los 50 trenes de impulsos de igual duración ha generado una señal semejante al ruido neuronal presente en los registros con microelectrodos. La Fig 6 muestra un segmento de la señal de ruido.

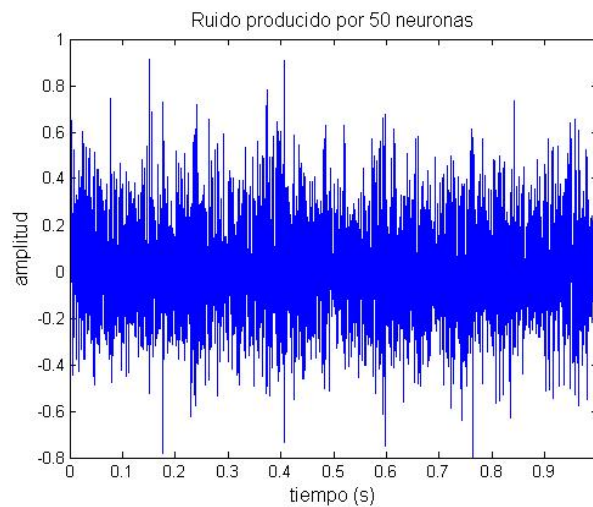


Fig 6. Señal de ruido neuronal artificial.

Una vez obtenidos la señal principal y el ruido, mediante la suma de la señal principal con el ruido convenientemente atenuado, se han generado el set de 10 señales con valores de relación señal a ruido variando linealmente en el rango [1 4.6] dB. En la Fig 7 podemos ver el conjunto de las señales que contienen el tren de impulsos de una neurona principal y con niveles de ruido en el rango [1,4.6] dB.

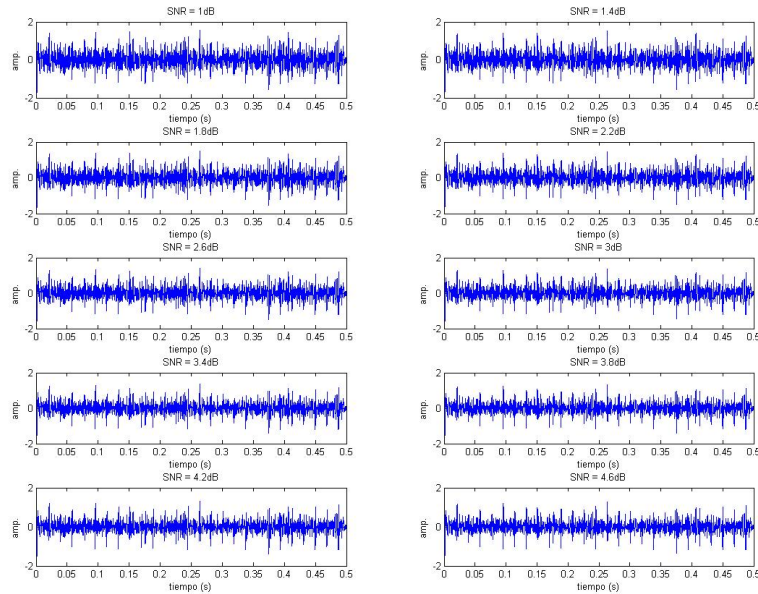


Fig 7. Conjunto de 10 señales de relación señal a ruido en el rango [0 4.6] dB

### II.3.2. *Conjunto de señales con dos trenes de impulsos superpuestos inmersos en una señal de ruido*

De forma análoga al conjunto anterior, se parte de 2 potenciales de acción aislados de los registros arriba mencionados [6]. Posteriormente:

- Se crea un tren de impulsos con disparos periódicos a 50Hz.
- Además se genera una secuencia aleatoria de tiempos de separación entre impulsos de dos trenes independientes.
- Se crea segundo tren donde los impulsos se sitúan en los tiempos determinados por los tiempos de separación obtenidos. De esta forma se obtiene la señal compuesta de dos trenes de impulsos que se solapan de forma aleatoria.
- A partir de aquí se procede como en el caso anterior de un sólo tren de impulsos principal, es decir, se genera el ruido y se suma convenientemente a la señal para obtener un conjunto de 10 señales con valores de relación señal a ruido variando linealmente en el rango [1 4.6] dB.

### II.4. SEÑALES DE CULTIVOS NEURONALES UTILIZADAS EN LOS EXPERIMENTOS

Además del conjunto de señales descritas en el apartado anterior, hemos utilizado señales provenientes de registros reales con microelectrodos. Estas señales nos han sido proporcionadas amablemente en soporte electrónico por la empresa Multi Channel Systems dedicada al desarrollo y producción de sistemas de registro y análisis de señales neuronales. En concreto hemos hecho uso de dos registros sobre el mismo cultivo de células. Se trata de células striatum (parte subcortical del telencéfalo) de rata. El registro se ha tomado mediante un array de 60 microelectrodos. El primero

de ellos contiene la actividad neuronal espontánea del cultivo durante un periodo de 10 segundos, mientras que el segundo recoge la actividad neuronal que se ha inducido al excitar el cultivo mediante uso de 5  $\mu\text{M}$  de NMDA (ácido N-metilico-D-aspartico). El NMDA (ácido N-metilico-D-aspartico) es un derivado del aminoácido que actúa como agonista específico en el receptor de NMDA y por lo tanto representa la acción del glutamato, uno de los aminoácidos que forman parte de las proteínas críticas en las funciones celulares, es un neurotransmisor excitatorio de la corteza cerebral.

Si se analizan ambas señales se puede ver que, bajo condiciones de control (antes de la aplicación del ácido), durante el 60% del tiempo no hay actividad neuronal y la actividad se concentra en ráfagas de disparos. Sin embargo, después del uso de NMDA, la actividad recogida se distribuye de forma más aleatoria o uniforme. Hemos tomado segmentos de 10 segundos de duración de cada uno de estos registros y estos segmentos constituyen un conjunto de test para los algoritmos que describiremos en capítulos posteriores.

### **III. DETECCIÓN DE IMPULSOS NEURONALES O “SPIKES”**

Los disparos neuronales o spikes, se producen cuando una neurona recibe la cantidad de estímulo necesaria para ser excitada. Esta cantidad es denominada umbral de excitabilidad y superado dicho umbral, la membrana celular se despolariza e hiperpolariza generando una variación en la diferencia de potencial respecto al tiempo.

El problema a resolver por la teoría de la detección es construir una regla de decisión que permita, a partir de una un conjunto de medidas, decidir entre dos posibilidades: la presencia o no de una determinada señal, en este caso de un spike. A partir de la caracterización de los impulsos neuronales, se deduce que debe ser posible detectar un potencial de acción por la variación en el nivel de la señal observada. En base a esta premisa, se han implementado dos algoritmos de detección e impulsos: Detector por umbral simple (STH, de las iniciales en inglés) y el Detector por operador de energía no lineal (NEO, también de las iniciales en inglés).

#### *III.1. DETECTOR POR UMBRAL SIMPLE (STH)*

El detector por umbral simple se basa en la comparación del valor absoluto de la amplitud de las muestras de la señal con un determinado umbral y, en caso de que la señal supere dicho umbral se considera que hay un impulso presente en ese instante de tiempo.

Debido a la presencia de ruido en los registros de señales neuronales los potenciales de acción pueden verse enmascarados en mayor o menor medida y, en caso de ruido muy elevado, el detector por umbral puede no ser funcional. Asimismo, el umbral frente al cual debe compararse la señal dependerá del nivel de ruido presente en la misma. Para automatizar la detección sin necesidad de situar el umbral de forma manual, se ha diseñado un método de ajuste automático del umbral

basado en la estimación de la envolvente del ruido y que fija el umbral por encima de dicha envolvente.

### Estimación automática del nivel de ruido presente en la señal

Dada la variación del nivel de ruido de fondo que presentan los registros de señales neuronales, se diseña un algoritmo de ajuste automático de umbral de detección con respecto al nivel de ruido presente en la señal. Se trata de un algoritmo por tramas que estima la envolvente de la señal de ruido. Para ello, en cada trama de señal y siendo la duración de la trama de 50 ms:

1. Se calcula el máximo del valor absoluto de la señal,  $|s_{\max}[n]|$
2. Se compara dicho valor con la estimación de la envolvente de ruido obtenida en la trama anterior  $|n[n-1]|$
3. Si el valor de la señal es mayor que K veces la estimación de la envolvente del ruido para la trama anterior,

$$|s_{\max}[n]| > K \cdot |n[n-1]|, \quad (3)$$

se considera que en la trama actual hay un impulso presente y por tanto no se actualiza la estima del nivel de ruido.

4. En caso contrario:
  - Si el nivel de señal es mayor que el nivel de ruido

$$|s_{\max}[n]| \geq |n[n-1]|, \quad (4)$$

se actualiza el valor de la estima del nivel de ruido de la siguiente manera:

$$|n[n]| = \alpha_{up} \cdot |s_{\max}[n]| + (1 - \alpha_{up}) \cdot |n[n-1]| \quad (5)$$

- Si el nivel de señal es menor que el nivel de ruido,

$$|s_{\max}[n]| < |n[n-1]| \quad (6)$$

se actualiza el valor de la estima del nivel de ruido de la siguiente manera:

$$|n[n]| = \alpha_{dw} \cdot |s_{\max}[n]| + (1 - \alpha_{dw}) \cdot |n[n-1]| \quad (7)$$

El valor de las constantes de tiempo  $\alpha_{up}$  y  $\alpha_{dw}$  y de la constante K se han ajustado empíricamente para obtener un adecuado seguimiento automático del nivel de ruido presente en la señal.

En la Fig 8 se presenta un ejemplo del seguimiento automático del nivel de ruido. Se puede observar que para diferentes niveles de ruido en la señal de entrada, el umbral se adapta automáticamente en menos de medio segundo para realizar una detección adecuada. La Fig 9 muestra un ejemplo del funcionamiento del detector por umbral. El algoritmo se ha aplicado sobre la señal con ruido y en la figura se muestran las detecciones tanto frente a la señal con ruido como frente a la señal limpia. Esto último permite evaluar mejor la coincidencia de detecciones con la presencia de impulsos.

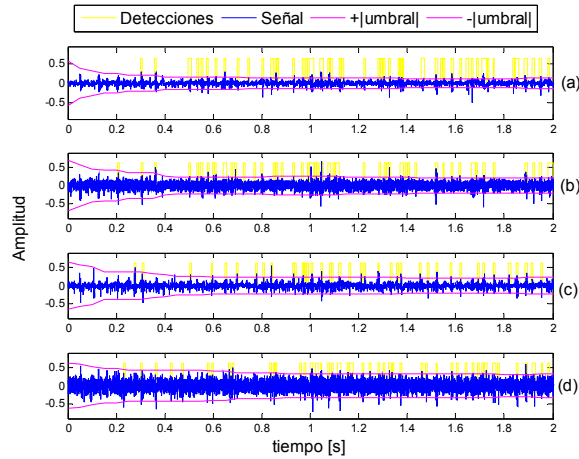


Fig 8. Seguimiento automático del nivel de ruido en la señal.

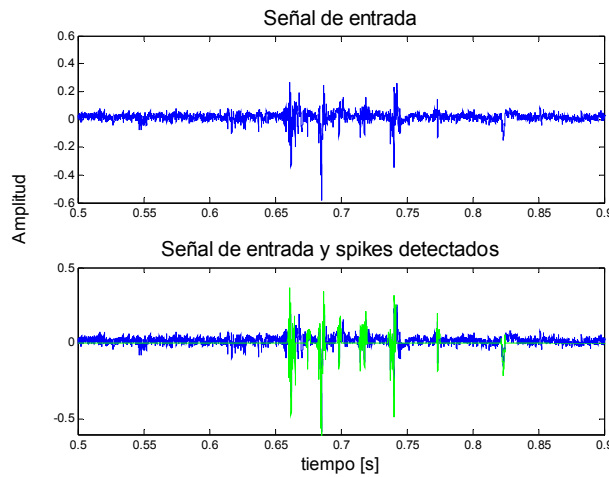


Fig 9. Funcionamiento del detector por umbral simple.

### III.2. DETECTOR POR OPERADOR DE ENERGÍA NO LINEAL (NEO)

Los operadores de energía de Teager están definidos en dominio continuo y discreto y son herramientas útiles para analizar un único componente de una señal desde el punto de vista de la energía. En el dominio discreto el operador de energía Teager se puede expresar como:

$$\Psi(s[n]) = s^2[n] - s[n-1] \cdot s[n+1] \quad (8)$$

siendo  $s[n]$  la señal neuronal discreta.

El efecto sobre la señal es que se amplifican las concentraciones de energía, lo cual es positivo para la detección dado que se amplifican los spikes.

### III.3. COMPARACIÓN

Para realizar la comparación entre los algoritmos diseñados y evaluar sus prestaciones se han utilizado las señales artificiales y reales descritas en el Capítulo II. Gracias a haber generado un conjunto de señales con patrones de disparo conocidos, nos es posible estimar las probabilidades de detección y de falsa alarma de los detectores mediante la media aritmética de aciertos y de falsas

detecciones ocurridas durante el tiempo de test de los algoritmos. La probabilidad de detección (PD) y la probabilidad de falsa alarma (PFA) son funciones que dependen del umbral. Es evidente que conforme aumenta el nivel de umbral, disminuirá el número de detecciones y, por tanto, lo harán la PD y la PFA. Si representamos ambas probabilidades para un rango de umbrales entre 0 y un umbral máximo que supere el máximo nivel de la señal, obtenemos las curvas ROC (Receiver Operating Characteristic) de los detectores. Dichas curvas nos permiten evaluar la calidad del detector diseñado. En un detector ideal, la curva ROC correspondería a un escalón, es decir, para cualquier valor de la PFA, la PD es 1. Cuanto más se aproxima una curva al escalón, mejor es el comportamiento del detector correspondiente.

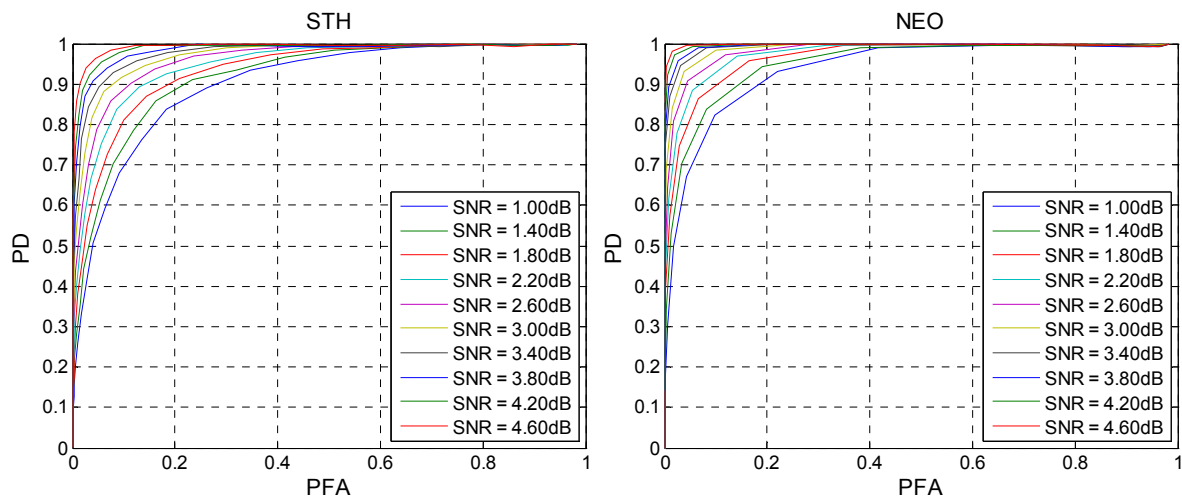


Fig. 10. Curvas ROC para el detector por umbral simple (izquierda) y NEO (derecha).

A partir de las curvas ROC para un determinado detector, es posible elegir la probabilidad de detección o la probabilidad de falsa alarma que se desea y ajustar el umbral en consecuencia. La Fig 10 presenta las curvas ROC para los dos detectores y para cada una de las relaciones señal a ruido de la señal de entrada. A la vista de las mismas, se puede concluir que:

- A medida que aumenta la calidad de la señal, es decir la relación señal a ruido, mejora la detección, conforme era de esperar.
- El comportamiento del detector con operador de energía es mejor que el del detector por umbral puesto que sus curvas se aproximan más a la función escalón.

Ahora repetimos el cálculo de las curvas ROC pero esta vez utilizando una señal seleccionada de las señales reales descritas en el Capítulo II.4. Para poder evaluar detecciones acertadas, perdidas o falsas alarmas, los spikes de la señal han sido previamente identificados manualmente por varios expertos y con ayuda del software de Multi Channel Systems. El resultado puede observarse en la Fig 11. En esta figura se muestran las curvas de detección para ambos detectores y, sobre ellas, los puntos de funcionamiento en los que se sitúan los algoritmos adaptativos en los que el umbral se ajusta automáticamente.

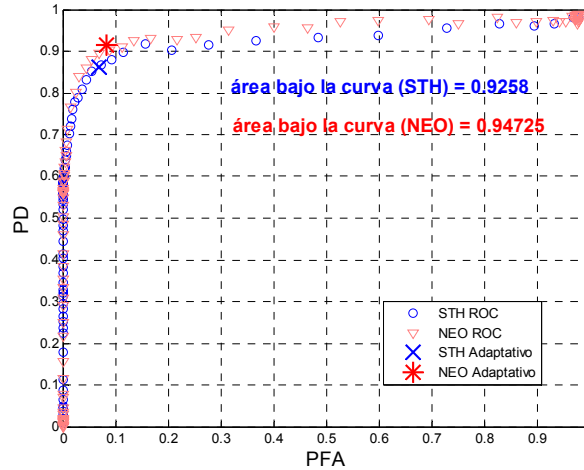


Fig 11. Curvas ROC obtenidas con señales reales.

#### IV. CLASIFICACIÓN DE IMPULSOS NEURONALES

Habitualmente, los arrays de microelectrodos se sitúan de forma que existe un conjunto de células neuronales alrededor y un único electrodo capta señales provenientes de varias de ellas. De este modo, los spikes detectados mediante los algoritmos descritos en el Capítulo anterior pueden corresponder a más de una neurona. Puesto que el objetivo es la caracterización de los trenes de impulsos individuales de las neuronas, se hace necesario realizar una clasificación e spikes para asignar cada uno de ellos al tren de impulsos correspondiente.

La forma de onda captada de una sola de estas neuronas depende de: la neurona en sí, la geometría del espacio extracelular y la distancia entre la célula y el electrodo. Además, las características de la forma de onda de una neurona se mantienen en el tiempo, de forma que, las diferencias en la forma de onda de los potenciales de acción captados por los electrodos pueden ser utilizadas para la separación de las fuentes de señal, es decir, en la clasificación de impulsos neuronales. Por tanto, es posible determinar las contribuciones individuales de cada neurona a la señal del electrodo agrupando los potenciales de acción con formas similares. El inconveniente es que el disparo simultáneo de varias neuronas puede producir solapamientos en las formas de onda asociadas, lo cual dificulta la clasificación de las mismas.

##### IV.1. CLASIFICACIÓN MEDIANTE ANÁLISIS DE COMPONENTES PRINCIPALES (PCA)

Todo proceso de automático de clasificación consta de dos pasos. El primero consiste en, a partir de las señales a clasificar, extraer las características relevantes que permitirán la clasificación. Dichas características son utilizadas en un segundo paso para determinar la pertenencia de cada realización a cada una de las clases.

En el caso de los potenciales de acción en señales neuronales existen múltiples opciones a la hora de extraer las características importantes, una de ellas es el análisis por componentes principales (PCA). Mediante PCA de un conjunto de potenciales de acción se obtiene un conjunto ordenado de vectores que forman una base ortogonal capaz de representar el subespacio formado por dichos potenciales de acción. Los vectores que forman la base representan las direcciones de variación de los datos. Cada uno de los potenciales de acción del conjunto se puede representar como una suma escalada de los vectores de la base. Si ordenamos los vectores de la base con respecto a la mayor contribución de los mismos en el conjunto de señales y nos quedamos con un número limitado de vectores, podemos caracterizar cada potencial de acción mediante la proyección del mismo sobre cada una de las componentes seleccionadas. Dichas proyecciones son las características que extraemos de los potenciales y que utilizamos para establecer la clase, es decir, la neurona a la que pertenecen.

Una vez extraídas las características (2, 3, ..., N componentes principales), se ha de aplicar un algoritmo que nos permita establecer las clases y a cual de ellas pertenece cada impulso. En nuestros primeros experimentos utilizamos un método sencillo de clasificación conocido como k-means que consiste básicamente en asociar cada realización (potencial de acción en nuestro caso), con la clase cuyo centro esté más cercano utilizando la medida de distancia euclídea. El centro de cada clase que permite la anterior comparación es recalculado en cada iteración.

Para realizar los experimentos hemos partido de los registros proporcionados por Multi Channel Systems y que hemos descrito en el Capítulo II.4. A continuación mostramos gráficamente un ejemplo de clasificación mediante PCA sobre un canal de dicho registro. La Fig 12 muestra la superposición del conjunto de los spikes detectados por un microelectrodo. Sobre este conjunto de spikes se ha aplicado PCA para obtener las componentes principales del conjunto (también Fig 12). Para el clustering se han utilizado las 3 primeras componentes. En la Fig 13 se representa la nube de puntos correspondiente a la representación del conjunto de spikes sobre el espacio tridimensional de las 3 primeras componentes principales. A partir de esta representación se ha aplicado k-means para establecer la clase correspondiente a cada spike y que se ve mediante colores en la nube de puntos de la Fig 13. Por último, en el primer cuadrante de la Fig 14 podemos ver el conjunto de spikes inicial coloreado de acuerdo a la clase que se le ha asignado a cada uno. Aquí podemos ver que los spikes pertenecientes a una misma clase tienen una forma de onda similar.



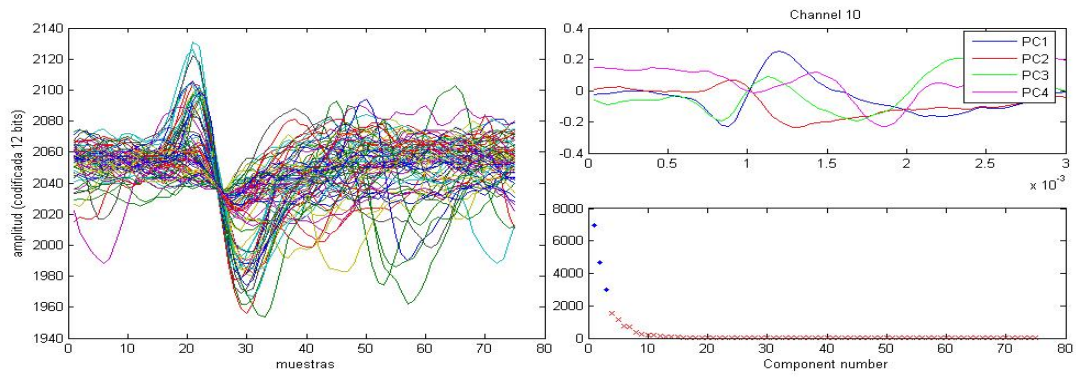


Fig 12. Izquierda: Superposición de impulsos detectados en un mismo canal. Derecha: 4 primeras componentes principales (arriba) y scores de todas las componentes (abajo).

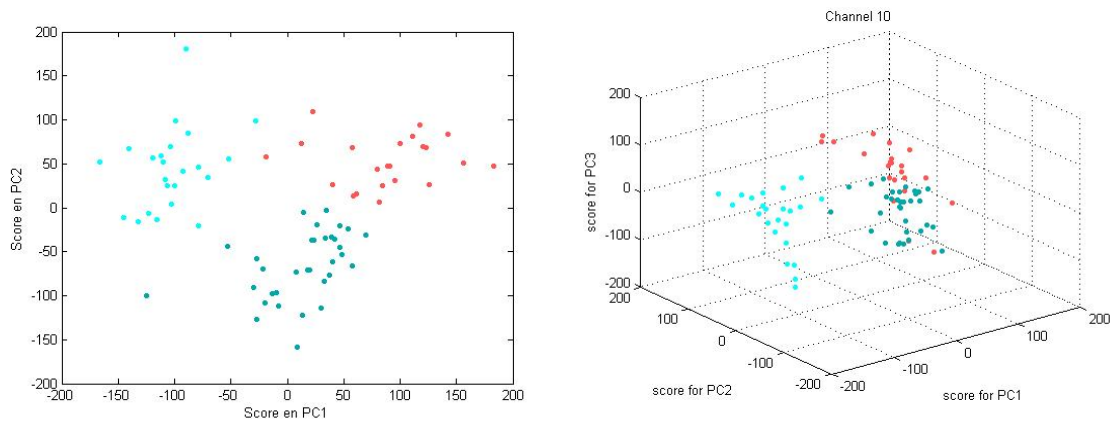


Fig 13. Izquierda: Nube de puntos del conjunto de spikes en el espacio bidimensional de las 2 primeras componentes principales (CPs). Derecha: y en el espacio tridimensional de las 3 primeras CPs (der.).

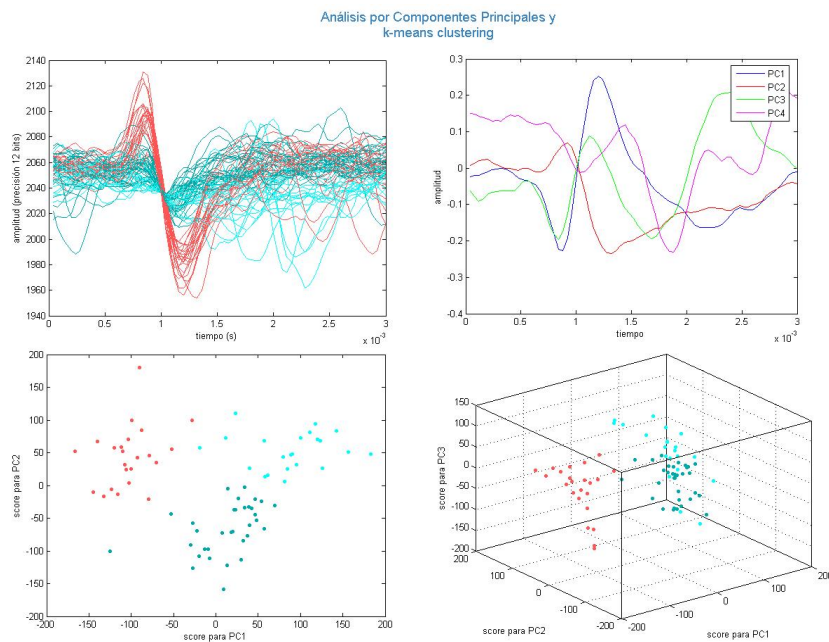


Fig 14. Resumen gráfico del proceso de clasificación por PCA para un canal.

#### IV.2. CLASIFICACIÓN POR EL MÉTODO DE INTEGRACIÓN

En el algoritmo por integración [22], para la extracción de características, se dividen las muestras de cada potencial de acción en dos intervalos de tiempo A y B de acuerdo a sus fases positiva y negativa (Fig 15).

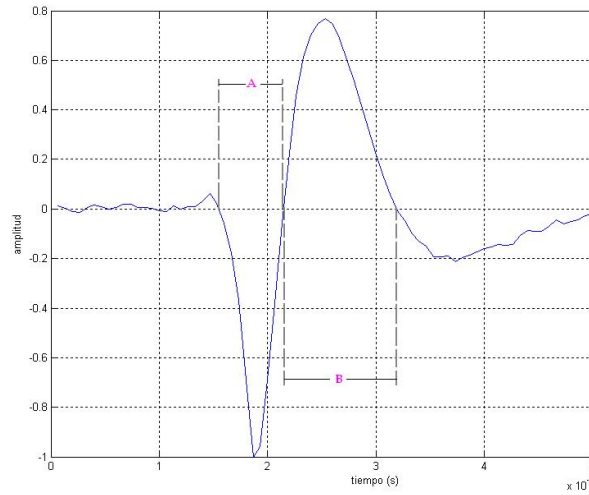


Fig 15. Segmentos A y B en un potencial de acción.

De este modo, se obtienen las características  $I_a$ ,  $I_b$  que son las integrales de la señal discreta normalizada sobre A y B.

$$I_a = \frac{1}{N_a} \cdot \sum_{i=1}^{N_a} s[i] \quad (9)$$

$$I_b = \frac{1}{N_b} \cdot \sum_{i=1}^{N_b} s[i] \quad (10)$$

Donde  $s[i]$  son las muestras de valor mayor a cero de un spike y  $N_a$  y  $N_b$  son el número muestras de valor mayor y menor a cero respectivamente.

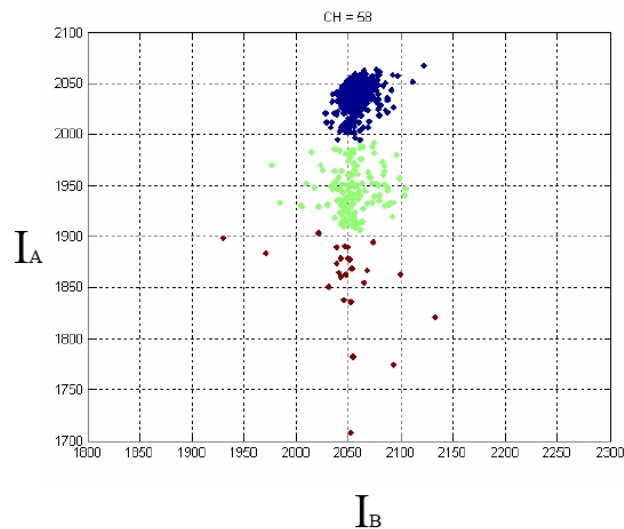


Fig 16. Ejemplo de clasificación mediante el método de la integral.

En este punto, es posible representar los spikes por sus coordenadas  $I_a$  e  $I_b$  en un espacio bidimensional obteniendo las nubes de puntos. De manera análoga a lo hecho en PCA, es posible agrupar los puntos utilizando el método de clustering k-means, que está basado en la distancia euclídea entre los puntos. En la Fig 16 se muestra un ejemplo de clasificación de los spikes de un canal mediante el método de la integral. Se puede observar un claro agrupamiento en tres clases. A diferencia de PCA este método no requiere altos niveles de procesamiento.

### *IV.3. COMPARACIÓN ENTRE LOS MÉTODOS DE CLASIFICACIÓN POR ANÁLISIS PCA Y POR EL MÉTODO DE INTEGRACIÓN*

Dados los resultados de los algoritmos implementados, la comparación entre estos se basa en determinar las coincidencias de los índices que identifican los clusters generados por cada una de las técnicas de clasificación. En la Tabla 1 podemos observar los porcentajes de coincidencia y no coincidencia al aplicar ambos clasificadores. Los datos generados señalan que más del 73% de los índices de clusters determinados por cada algoritmo coinciden. Esto demuestra congruencia en los resultados de las técnicas implementadas a pesar de la diferencia de su método.

La selección de un método de clasificación debe tener en cuenta factores como la complejidad de su implementación y la capacidad de procesamiento necesaria para la ejecución del programa. A partir de los resultados y los factores mencionados, el método de la integración es una solución de compromiso que presenta una calidad de clasificación comparable con PCA con mucho menor requerimiento computacional y que por tanto es más susceptible de ser utilizado en aplicaciones que requieran clasificación en tiempo real y en dispositivos con capacidad computacional limitada.

<b>Canal</b>	<b>n° de spikes</b>	<b>Clasificación coincidente</b>	<b>Clasificación no coincidente</b>	<b>Coherencia de clasificación (%)</b>
1	451	318	133	70,5
2	994	696	298	70,0
3	1205	744	461	61,7
4	160	90	70	56,3
5	1035	732	303	70,7
6	157	98	59	62,4
7	248	188	60	75,8
8	537	433	104	80,6
9	414	342	72	82,6
10	341	228	113	66,9
11	234	135	99	57,7
12	27	15	12	55,6
13	232	163	69	70,3
14	645	468	177	72,6
15	0	0	0	---
16	335	178	157	53,1

17	497	326	171	65,6
18	818	694	124	84,8
19	68	49	19	72,1
20	266	171	95	64,3
21	1149	688	461	59,9
22	306	265	41	86,6
23	748	466	282	62,3
24	782	644	138	82,4
25	1041	792	249	76,1
26	767	445	322	58,0
27	0	0	0	---
28	425	300	125	70,6
29	1203	1100	103	91,4
30	884	682	202	77,1
31	755	496	259	65,7
32	408	331	77	81,1
33	193	153	40	79,3
34	61	37	24	60,7
35	0	0	0	---
36	0	0	0	---
37	0	0	0	---
38	1015	740	275	72,9
39	0	0	0	---
40	125	75	50	60,0
41	1100	769	331	69,9
42	868	639	229	73,6
43	878	489	389	55,7
44	986	516	470	52,3
45	773	564	209	73,0
46	999	665	334	66,6
47	812	774	38	95,3
48	363	332	31	91,5
49	766	638	128	83,3
50	595	418	177	70,3
51	659	528	131	80,1
52	1289	887	402	68,8
53	739	545	194	73,7
54	0	0	0	---
55	62	44	18	71,0
56	950	931	19	98,0
57	306	243	63	79,4
58	1021	989	32	96,9
59	100	66	34	66,0
60	0	0	0	---
<b>TOTAL</b>	<b>31792</b>	<b>23319</b>	<b>8473</b>	<b>73,3</b>

Tabla 1 Coherencia entre clasificación PCA e IT para cada canal.

## V. TRANSMISIÓN INALÁMBRICA DE LAS SEÑALES

En un primer momento, nuestro objetivo se centró en transmitir de forma inalámbrica la señal neuronal proveniente de un microelectrodo extracelular sin previo procesado, es decir sin realizar técnicas de detección o clasificación previas. Por tanto, el objetivo será transmitir la señal de ancho de banda [100 10000] Hz utilizando tecnologías de RF. Con posterioridad, se han utilizado las técnicas de compresión descritas en el capítulo anterior para comprimir los datos y ser capaces de transmitir señales de varios electrodos simultáneamente. Además se ha diseñado un algoritmo de gestión de recursos que adapte la compresión sobre la señal en base al ancho de banda disponible y la actividad neuronal detectada.

### V.1. REVISIÓN DE TECNOLOGÍAS DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICA

Se ha realizado una revisión de las tecnologías inalámbricas candidatas para la transmisión de la señal neuronal. Las tecnologías estudiadas son: Zigbee[8], Radio Frequency Identification (RFID) [9], Near Field Communications (NFC) [10], Bluetooth [11] y UltraWideBand (UWB)[12]. En la Tabla 2 se resumen las principales características de las tecnologías estudiadas. Cabe destacar las tecnologías ZigBee, RFID y NFC por su baja tasa de transmisión y por el hecho de que no existen dispositivos móviles que permitan el acceso desde estas tecnologías a UMTS. La principal consecuencia del estudio realizado es que solamente UWB ofrece el ancho de banda necesario para la transmisión de señales neuronales a corta distancia en tiempo real. El acceso de UWB a UMTS todavía no está estandarizado aunque se está trabajando en ello. Bluetooth ofrece un ancho de banda insuficiente pero tiene la ventaja de que esta tecnología se encuentra integrada en dispositivos móviles estándar y se accede así a UMTS para la transmisión de largo alcance y cobertura mundial. El grupo Bluetooth ha demostrado su interés por utilizar UWB como tecnología para el estándar de próxima generación. Existen ya implementaciones ultra-low-power de UWB en tecnología 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS (IMEC) [13].

Tecnología	Tasa de tx.	Alcance	Banda de frecuencia	Potencia tx.	UMTS	Implantable
ZigBee	250Kbps	10-100m	3 bandas	muy baja	NO	NO
RFID	baja	100m	3 bandas	muy baja	NO	X
NFC	212Kps	20cm	13.56 MHz	muy baja	NO	X
Bluetooth	721Kbps	10-100m	2.4 GHz	baja	X	X
UWB	> 100Mbps	2-10m	ISM	muy baja	próxima mente	X

Tabla 2. Resumen de las características de las tecnologías inalámbricas estudiadas.

## V.2. TRANSMISIÓN MEDIANTE BLUETOOTH

Se ha estudiado la tecnología Bluetooth para la transmisión de señales neuronales debido a que ofrece un ancho de banda suficiente para transmitir un canal de una PMA en tiempo real y el acceso a UMTS de los dispositivos móviles está estandarizado. Para implementar la transmisión Bluetooth entre un ordenador en el que se encuentran los registros neuronales y un dispositivo móvil Nokia N70 que actúa como receptor en la comunicación.

En la Fig 17 se muestran las capas del núcleo del protocolo Bluetooth. La capa inferior BaseBand permite el establecimiento de la conexión física RF entre los dispositivos Bluetooth. el protocolo de gestión de enlace Link Manager Protocol (LMP) es responsable del establecimiento de enlaces entre dispositivos Bluetooth y gestiona aspectos de la seguridad tales como autenticación y encriptado. L2CAP adapta los protocolos de las capas superiores a la banda base mediante L2CAP se multiplexa entre varias conexiones lógicas establecidas por las capas superiores. Los datos de audio son direccionados directamente hacia y desde la banda base, no es necesario que atraviesen L2CAP. SDP se utiliza para consultar información sobre el dispositivo, servicios y características de los servicios.

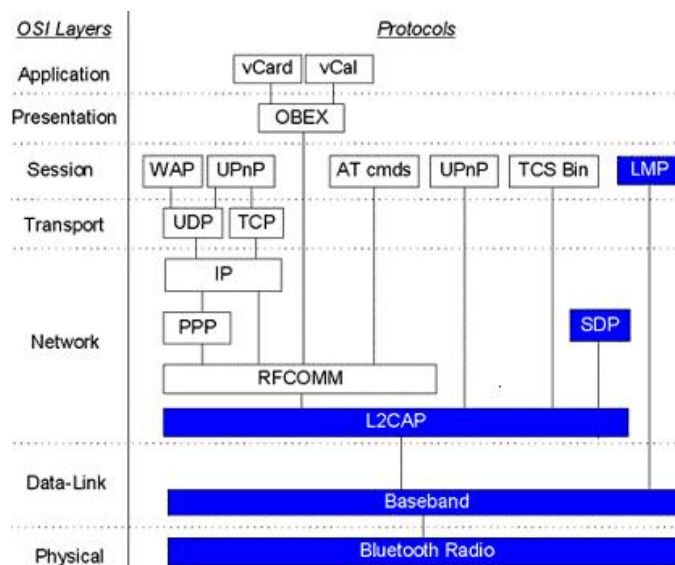


Fig 17. Esquema de las capas de transmisión BT.

### V.2.1. JSR-82

El sistema de comunicación diseñado incluye una aplicación cliente que se implementa en el dispositivo conectado al array de sensores (en este caso concreto el ordenador en el que se encuentran los registros neuronales) y una aplicación servidor que se implementa en el dispositivo móvil. Se debe pues seleccionar una tecnología Bluetooth que sea compatible con dispositivos móviles actuales. Por esta razón se ha optado por utilizar el Bluetooth Java API JSR-82, actualmente incluido en una amplia gama de dispositivos móviles de diferentes fabricantes. JSR-82

Application Program Interface (API) permite el establecimiento de una conexión L2CAP punto a punto entre el cliente y el servidor.

Este API está dividida en dos partes: el paquete `javax.bluetooth` y el paquete `javax.obex`. Los dos paquetes son totalmente independientes. El primero de ellos define clases e interfaces básicas para el descubrimiento de dispositivos, descubrimiento de servicios, conexión y comunicación. La comunicación a través de `javax.bluetooth` es a bajo nivel: mediante flujos de datos o mediante la transmisión de arrays de bytes. Por el contrario el paquete `javax.obex` permite manejar el protocolo de alto nivel OBEX (OBject EXchange). Para el presente proyecto utilizaremos el paquete `javax` ya que se debe establecer una transmisión en tiempo real y no se trata de un intercambio de ficheros.

La plataforma principal de desarrollo del API JSR-82 es Java™ Micro Edition J2ME. J2ME es la versión de Java orientada a los dispositivos móviles. Debido a que los dispositivos móviles tienen una potencia de cálculo baja e interfaces de usuario pobres, es necesaria una versión específica de Java destinada a estos dispositivos, ya que el resto de versiones de Java, como Java Standard Edition J2SE, no encajan dentro de este esquema. J2ME es por tanto, una versión reducida de JSE. La configuración es un mínimo grupo de APIs, útiles para desarrollar las aplicaciones destinadas a un amplio rango de dispositivos. La configuración estándar para los dispositivos inalámbricos es CLDC (Connected Limited Device Configuration). El CLDC proporciona un nivel mínimo de funcionalidades para desarrollar aplicaciones para un determinado conjunto de dispositivos inalámbricos. La CLDC es el conjunto de clases esenciales para construir aplicaciones, es el conjunto mínimo de APIs del que dispondrá un dispositivo inalámbrico para su programación. Esta configuración está diseñada para dispositivos con conexiones de red intermitentes, procesadores lentos y memoria limitada, como son teléfonos móviles, asistentes personales (PDAs), etc. En la arquitectura de J2ME, por encima de la configuración, tenemos el perfil (profile), un grupo más específico de APIs, desde el punto de vista del dispositivo como se observa en la Fig 18. El perfil, añade funcionalidades adicionales a las proporcionadas por la configuración. En nuestro caso, el perfil que utilizaremos lo proporciona la especificación MIDP 2.0 (Mobile Information Device Profile), que describe un dispositivo MIDP como un dispositivo pequeño, de recursos limitados, móvil y con una conexión inalámbrica (ver Fig 19).

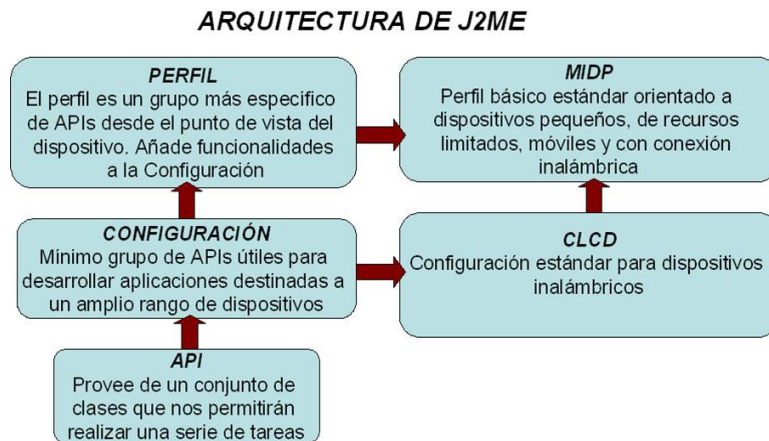


Fig 18. Arquitectura J2ME.

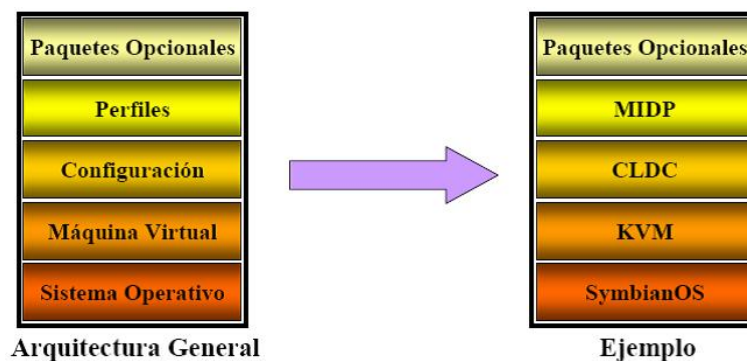


Fig 19. Configuración J2ME.

Las aplicaciones Java desarrolladas bajo el perfil MIDP, sobre la configuración CLDC, se denominan MIDlets. Cada MIDlet estará integrado por un conjunto de clases, donde una de ellas será la que contendrá el hilo principal de ejecución del programa. El resto será básicamente definiciones de tipos de datos y operaciones sobre los mismos.

Cada clase que integra el MIDlet, es almacenada dentro de un fichero con la extensión .class, esto es la clase una vez compilada. Las clases que integran un MIDlet, son empaquetadas en ficheros ".jar", que consisten básicamente en la agrupación de los ficheros .class de cada una de las clases del proyecto. El dispositivo móvil requiere, además, alguna información extra para la puesta en marcha de las aplicaciones. Esta información se almacena en un fichero descriptor, con extensión ".jad". El fichero descriptor contiene una descripción del contenido del archivo .jar, donde se indican propiedades del mismo, como la versión MIDP utilizada, el tamaño del archivo .jar, el archivo que contiene el hilo principal de ejecución, etc.

Un fichero ".jar" puede contener varios MIDlets. Esta colección de MIDlets, se suele llamar "MIDlet Suite 2" permite compartir recursos. El JSR-82 API ha sido diseñado para depender de la configuración CLDC.



En una comunicación Bluetooth existe un dispositivo que ofrece un servicio (servidor) y otros dispositivos acceden a él (clientes). El cliente Bluetooth realiza la búsqueda de dispositivos Bluetooth a su alcance que estén en modo conectable. Por cada dispositivo se realiza una búsqueda de servicios. Una vez encontrado un dispositivo que ofrece el servicio deseado nos conectaremos a él. Una vez establecida la conexión podremos leer y escribir en ella. Por otro lado, el servidor Bluetooth crea una conexión servidora especificando los atributos de servicio. El API `javax.bluetooth` permite usar dos mecanismos de conexión: SPP y L2CAP. Mediante SPP obtendremos un `InputStream` y un `OutputStream`. Mediante L2CAP enviaremos y recibiremos arrays de bytes.

### *V.2.2. Medidas de la tasa de transmisión*

Se define el throughput o tasa de transmisión como la velocidad a la cual el cliente manda datos o el servidor recibe estos datos. Se trata por lo tanto de una buena medida de la capacidad del canal en un enlace de comunicaciones. Se ha utilizado una configuración que incluye dos terminales Bluetooth: un Dongle Bluetooth Belkin F8T001 conectado a un ordenador en el que se encuentran los registros de datos neuronales y un terminal móvil Nokia N70 que dispone de interfaz Bluetooth. El dispositivo Bluetooth conectado al ordenador es el transmisor y actúa como cliente mientras que el Nokia N70 es el receptor y actúa como servidor.

El esquema de transmisión consta de un servidor maestro Nokia N70 y un cliente esclavo Bluetooth. Se establece un enlace ACL entre ellos y es entonces cuando el cliente esclavo transmite la señal neuronal desde el ordenador al dispositivo móvil Nokia N70 en el que el servidor maestro recibe las señales.

Con el fin de supervisar y controlar determinados parámetros de la transmisión Bluetooth se han programado tanto la aplicación cliente como la servidora implementado el enlace Bluetooth. En esta implementación, se establece una conexión L2CAP entre el maestro y el esclavo. Una vez se ha establecido la comunicación, la aplicación cliente que se ejecuta en el dispositivo esclavo transmite paquetes de datos hacia la aplicación servidora del maestro. El tamaño del paquete utilizado en la transmisión puede ser seleccionado a tiempo de compilación. Como datos a transmitir se utiliza un registro de una señal neuronal de 2 Mbyte del tipo descrito en la sección II.4. En el dispositivo móvil los datos son redireccionados directamente hacia un túnel UMTS que se describe en la sección V.3. Debido al esquema de enlace utilizado, la tasa de transmisión es la misma que la tasa de recepción. Se realizan las medidas de la tasa de transmisión en el cliente maestro que es el transmisor. Para mayor flexibilidad a la hora de seleccionar los parámetros de la transmisión se ha sustituido el terminal móvil Nokia N70 por un ordenador similar al de transmisión con un dispositivo Bluetooth análogo al de transmisión.

Tanto la aplicación cliente como la servidora han sido implementadas para que se realice la transmisión de un registro neuronal de 2 Mbyte con tamaño de paquetes variables desde 48 bytes hasta 31000 bytes. Tanto el tamaño mínimo como el máximo vienen definidos en las especificaciones Bluetooth [11] por medio del MTU (Maximum Transmission Unit). El MTU no es un valor negociado, es un parámetro informativo que cada dispositivo Bluetooth puede especificar independientemente e indica al dispositivo remoto que el dispositivo local puede recibir un tamaño de paquete no superior al MTU especificado. Todas las implementaciones L2CAP tienen un MTU mínimo de 48 bytes. El MTU mínimo de un canal es el máximo entre el mínimo especificado por L2CAP (48 bytes) y el MTU explícitamente requerido por cualquiera de los perfiles y protocolos que utilicen el canal. Se deben considerar las siguientes normas a la hora de responder a una solicitud de configuración que especifica el MTU para un canal:

- Una solicitud que especifique un MTU mayor o igual al mínimo MTU del canal debe ser aceptada.
- Una solicitud que especifique un MTU menor que el mínimo MTU del canal debe ser rechazada.

### *V.2.3. Resultados experimentales*

Para la evaluación de la tasa de transmisión en función del MTU se han tomado intervalos de 100 bytes entre el tamaño de paquete mínimo de 48 bytes y el tamaño de paquete de 1000 bytes. Entre tamaño de paquete mínimo de 1000 bytes y 31000 bytes se han tomado paquetes a intervalos de 1000 bytes. Se obtienen así datos de la tasa de transmisión en tiempo real en función del MTU y se calcula la tasa de transmisión media y el histograma correspondiente.

En la Fig 20 se muestran los resultados obtenidos para MTU hasta 100 bytes. Se puede observar, que a medida que aumenta el MTU también aumenta la tasa de transmisión llegando a un máximo de 60 Kbps para un MTU de 100 bytes. Esto es debido a que la fragmentación de la información en paquetes de tamaño más pequeño implica aumentar el overhead de información en la transmisión y por ello la velocidad neta de transmisión queda reducida. En la Fig 21 se muestra la tasa de transmisión MTU entre 100 y 1000 bytes. También en este caso se observa que al aumentar el tamaño de paquete de transmisión aumenta la velocidad de transmisión porque se reduce el overhead. Como muestra la Fig 22, para tamaños de MTU más grandes que 1000 bytes la tasa de transmisión se estabiliza entorno a las 200 Kbps. Superado un cierto umbral, la reducción de overhead ya no es significativa en relación a la cantidad de datos a transmitir.

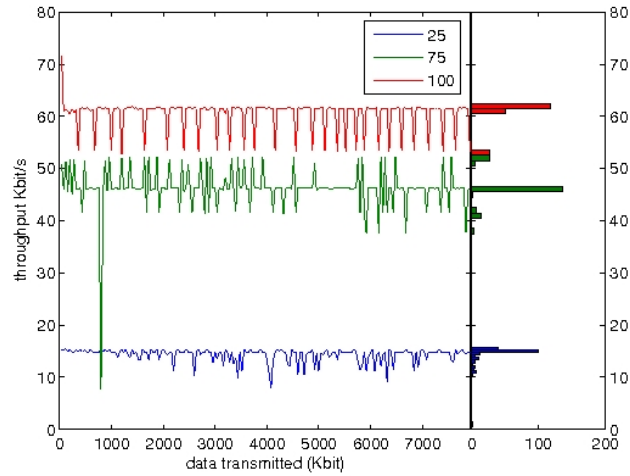


Fig 20. Throughput utilizando paquetes de hasta 100 bytes.

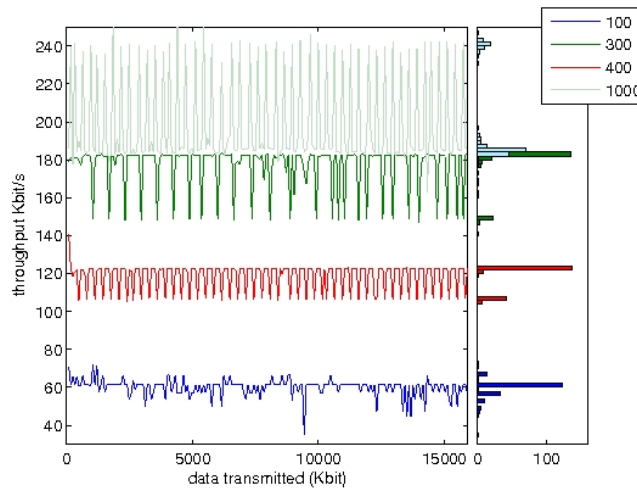


Fig 21 Throughput utilizando paquetes de 100 a 1000 bytes.

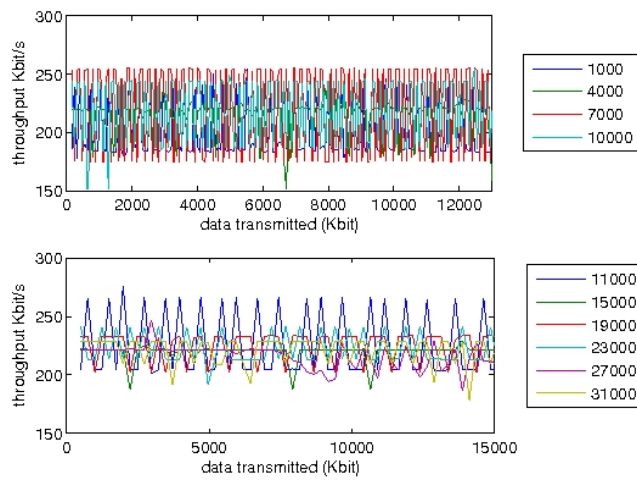


Fig 22. Throughput utilizando paquetes de 1000 a 31000 bytes.

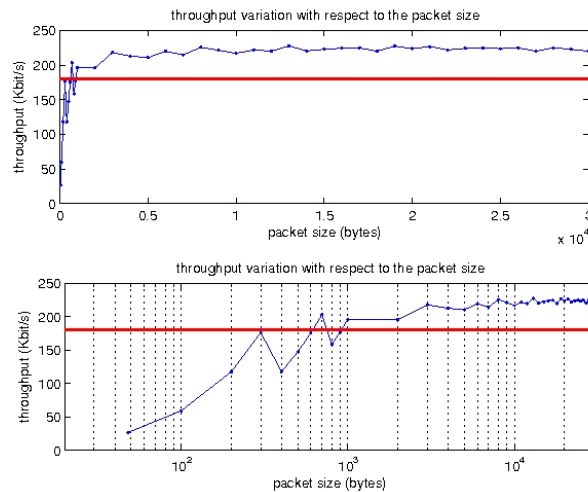


Fig 23 Throughput medio en función del tamaño del paquete transmitido.

La Fig 23 muestra el resultado la tasa de transmisión media para los MTU de los experimentos anteriores. Se observa que con un MTU mayor de 1000 bytes se obtienen tasas de transmisión  $> 180$  Kbps, adecuadas para la transmisión de un registro neuronal en tiempo real como se verá en la sección V.4.2.

### V.3. TRANSMISIÓN SOBRE UMTS

La tecnología UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) es el sistema de telecomunicaciones móviles de tercera generación, que evoluciona desde GSM pasando por GPRS. Las principales características de UMTS son:

- Tecnología WCDMA (Wide Code Division Multiple Access): a señal se expande en frecuencia gracias a un código de ensanchado que sólo conocen el emisor y el receptor.
- Altas velocidades de transmisión de hasta 2 Mbps.
- Alta seguridad y confidencialidad.
- Acceso múltiple de eficacia máxima.
- Alta resistencia a las interferencias.
- Roaming sin fisuras y cobertura a nivel mundial vía enlace radio terrestre o vía satélite.
- Acceso rápido global, mayores mecanismos de seguridad.
- Always on, QoS (Quality of Service) muy desarrollada.
- Facilidad de uso y bajos costos.

Se utiliza esta tecnología para la transmisión de las señales neuronales desde el terminal móvil por medio de redes celulares públicas hasta una estación remota. Esta estación remota puede ser un

ordenador personal, un ordenador portátil o incluso un cultivo neuronal remoto. También se puede realizar procesamiento de datos en el propio terminal móvil y enviar solamente alarmas vía UMTS a otro terminal móvil, Personal Digital Assistant PDA etc.

A medida que el terminal móvil Nokia N70 recibe los datos de los registros neuronales, éstos se envían mediante 3G hacia una estación remota. Una vez el móvil se ha registrado en la red, se debe crear un perfil de conexión, que debe contener todos los parámetros necesarios para establecer dicha conexión, así como nombre del punto de acceso, utilizado por la red de paquetes (UMTS) para el enrutamiento de la información solicitada por el usuario.

El Domain Name System (DNS) es una base de datos distribuida y jerárquica que almacena información asociada a nombres de dominio en redes como Internet. Los usos más comunes son la asignación de nombres de dominio a direcciones IP y la localización de los servidores de correo electrónico de cada dominio.

El protocolo que se ha utilizado para la transmisión de las tramas es el protocolo TCP "Transmisión Control Protocol". El fin de TCP es proveer un flujo de bytes confiable de extremo a extremo sobre una Internet no confiable. TCP puede adaptarse dinámicamente a las propiedades de Internet y manejar fallos de muchas clases. Una conexión se identifica por las direcciones de socket de cada extremo. Las conexiones de TCP son punto-a-punto y full dúplex (comunicación bidireccional y simultánea). Para obtener servicio TCP, el emisor y el receptor tienen que crear los puntos terminales de la conexión, los sockets. Un socket designa un concepto abstracto por el cual dos programas (posiblemente situados en ordenadores distintos) pueden intercambiarse cualquier flujo de datos. Un socket queda definido por una dirección IP, un protocolo de comunicaciones y un número de puerto. En resumen, el protocolo TCP es un protocolo orientado a la conexión que nos proporciona fiabilidad en el flujo de información, ya que existe un establecimiento previo de la comunicación y un control de flujo de la misma.

La aplicación que corre en la estación remota está desarrollada en Java. Java permite incorporar el paquete de software JMATLink con el que lanzar directamente aplicaciones en Matlab. Esto es de gran utilidad para la representación gráfica y el procesamiento de los datos recibidos.

#### *V.4. TRANSMISIÓN EXTREMO A EXTREMO*

En esta sección se describe el sistema completo que implementa la transmisión extremo a extremo de señales neuronales utilizando Bluetooth y UMTS.

##### *V.4.1. Diagrama de transmisión extremo a extremo*

En la Fig 24 se presenta el esquema del sistema de transmisión neuronal. Cabe destacar que la fuente de información en este caso es un ordenador en el que están registradas las señales neuronales obtenidas mediante un sistema de captación de micro-electrodos.

La transmisión se realiza en tiempo real mientras que el conjunto captación-transmisión pasa por una escritura de fichero y su posterior lectura. Se transmite un registro neuronal muestreado a 15 kHz y cuantificado con 12 muestras obteniendo así un flujo de bits con tasa de 180 Kbps. Esta transmisión está implementada en Java haciendo uso de la librería JMATLink de manera que se realiza el preproceso y la representación gráfica de la señal en Matlab.

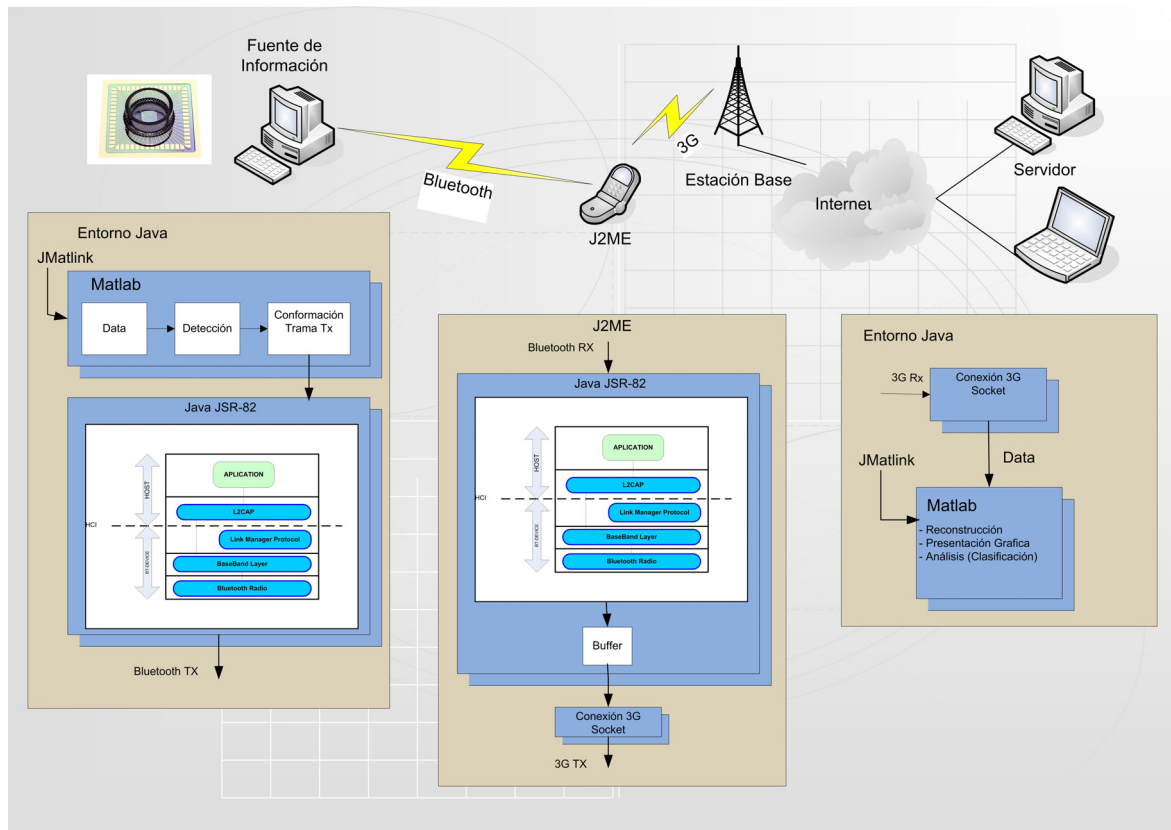


Fig 24. Esquema general de la transmisión extremo a extremo mediante Bluetooth y UMTS

El terminal móvil Nokia N70 recibe la señal neuronal transmitida por su interfaz Bluetooth y sin almacenaje intermedio (salvo el del paquete en curso) redirecciona los datos recibidos a un socket que permite la comunicación UMTS (ver sección V.3). Esto se realiza mediante una aplicación programada en Java Micro Edition J2ME. El terminal destino (que puede ser un ordenador, un portátil o un sistema de estimulación de cultivos neuronales) recibe la señal neuronal a través de un Socket vía UMTS. El programa de recepción también está programado en Java y hace uso de JMATLink para la representación y procesado de los datos recibidos. Se han realizado numerosos ensayos con este sistema de transmisión utilizando como terminal destino diferentes ordenadores de sobremesa y portátiles con resultados favorables.

#### V.4.2. Gestión de recursos aplicado a la gestión del ancho de banda RF disponible

Una vez estudiada la posibilidad de transmitir las señales neuronales de forma inalámbrica hasta un cultivo de neuronas remoto se han estudiado las posibilidades de compresión de dichas señales mediante técnicas de detección y clasificación de impulsos neuronales. Se asume que en el cultivo

remoto la señal deberá ser reconstruida o que se extraerán de ella las características necesarias para usarla en la estimulación de las células del mismo.

Para la aplicación de transmisión de señales neuronales tomadas mediante arrays de microelectrodos de cultivos neuronales "in-vitro", el ancho de banda que se requiere depende de:

- el número de electrodos del array
- la frecuencia a la que se muestrean las señales de cada electrodo
- la precisión en no de bits con que se toma cada muestra de la señal

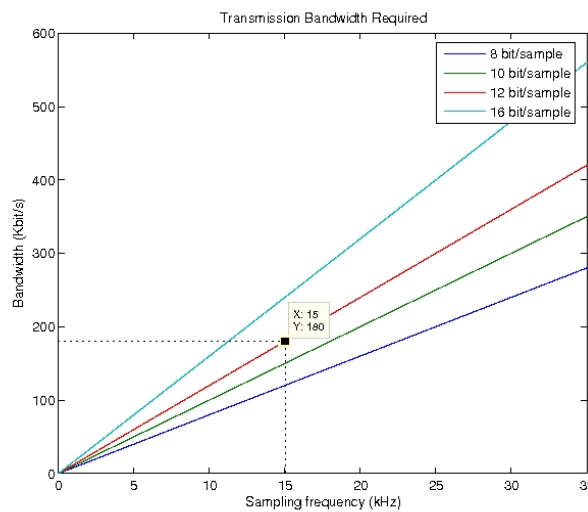


Fig 25. Ancho de banda requerido en la transmisión.

En la Fig 25 se muestra el ancho de banda requerido para la transmisión de un único canal en función de la frecuencia de muestreo y la precisión en número de bits por muestra. Podemos observar que para una frecuencia de muestreo de 15 kHz y una precisión de 12 bits se necesitan 180 kbps por canal para transmitir la señal completa en tiempo real. Si muestreamos a 25 kHz resulta un ancho de banda de 300 kbps por canal, que para el caso de arrays típicos de 60 microelectrodos de captación resulta en un ancho de banda total de 10.8 Mbps y 18 Mbps para muestreos a 15 kHz y 25 kHz respectivamente.

La capacidad de transmisión inalámbrica disponible para nuestra aplicación dependerá de la tecnología inalámbrica utilizada y de las restricciones técnicas (potencia radiada) y físicas (efecto del canal sobre la capacidad de la transmisión). Es de esperar que no siempre va a ser posible transmitir las señales completas en tiempo real y que, por tanto, habrá que adoptar estrategias de compresión y, en general, de gestión de los recursos de transmisión, para utilizarlos de la manera más eficiente conforme a la aplicación en cuestión.

### **Modelo en Simulink**

Se ha diseñado un modelo en Simulink del sistema que a partir de las señales neuronales captadas se debe encargarse de procesar dichas señales y conformar una trama de transmisión. Dicha trama de transmisión será la que se pase posteriormente al sistema de transmisión inalámbrica. Se ha elegido Simulink ya que es un programa que además de permitir la simulación del sistema ofrece utilidades para la posterior implementación en código ensamblador para un procesador digital.

El modelo toma como entradas señales de 60 canales muestreadas a 25 KHz y las indicaciones de detección de impulsos correspondientes a cada uno de los 60 canales. Los bloques de nuestro modelo procesan dichas señales y se obtiene a la salida una trama de bits de transmisión con la información de todos los canales.

El algoritmo de gestión de recursos implementado es un algoritmo de Round-Robin con prioridades que compara el ancho de banda disponible con el ancho de banda requerido en cada momento y configura la transmisión de los impulsos presentes de manera que sea posible transmitir el máximo de información a través del enlace inalámbrico. Para ello decide en cada caso y para cada canal si se transmiten las señales completas o comprimidas a la vez que el tipo de compresión se va a utilizar en cada uno de los canales dependiendo de la prioridad previamente asignada. Para la compresión más ligera, el proceso es el siguiente: a partir de las indicaciones de detección de cada canal, para cada impulso se codifica el canal al que pertenece el impulso, la marca de tiempo en el que se ha producido dicho impulso, las muestras correspondientes a la duración del impulso (1 ms antes y 2 ms después de la detección). Para la compresión más alta se suprime la transmisión de las muestras de los impulsos, quedando, por tanto únicamente el canal y la marca de tiempo correspondiente a cada impulso.

### **Esquema de bloques**

La Fig 26 muestra los bloques en los que se ha dividido el modelo y que se explican a continuación.



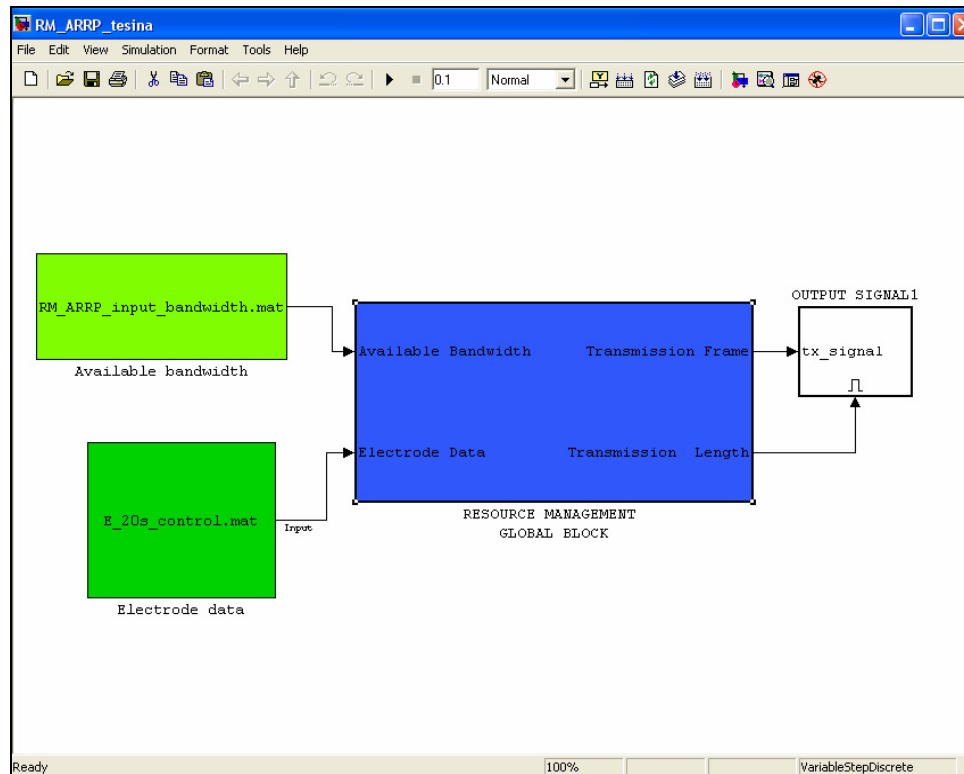


Fig 26. Bloques del modelo Simulink.

### Señales de entrada

A la entrada partimos de las señales neuronales pregrabadas (las hemos citado en la sección II.4) y guardadas en archivos de matlab (archivos \*.mat). Adicionalmente el algoritmo toma como entrada el ancho de banda disponible. Es posible por tanto establecer el rango y variación del ancho de banda y realizar simulaciones del comportamiento del algoritmo en situaciones típicas para varios tipos de enlaces, por ejemplo, Bluetooth, UWB, etc. Así pues las dos entradas al modelo son bloques FromFile de Simulink que toman los datos de los respectivos ficheros. Dichos bloques de entrada correspondientes a las señales de los 60 canales y al ancho de banda disponible van conectados a los puertos 1 y 2 respectivamente del primer bloque.

Las señales provenientes de cada canal se tratan independientemente y para cada uno de los canales se realiza un procesamiento por tramas. En cada ciclo de ejecución del bloque de entrada se procesa una trama de cada uno de los 60 canales. La duración de las tramas es de 0.05s, que equivale a 1250 muestras de señal ya que como hemos mencionado anteriormente la frecuencia de muestreo es de 25000 muestras por segundo. Además durante la ejecución de un ciclo se guardan las últimas 75 muestras de la trama actual para ser utilizadas en el ciclo posterior. Esto es necesario puesto que es posible que un impulso neuronal se produzca entre dos tramas y de esta manera es posible reconocer que se trata de un solo impulso y codificarlo en la salida de forma adecuada.

La Fig 27 muestra esquemáticamente el procesamiento por tramas para un solo canal. El mismo tipo de procesamiento se ejecuta para cada uno de los 60 canales de entrada.

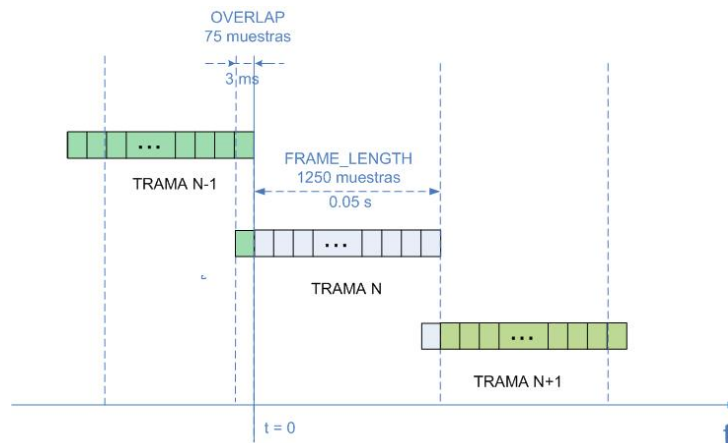


Fig 27. Procesado por tramas.

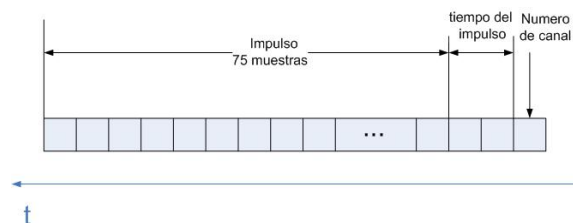


Fig 28. Formato del paquete correspondiente a un impulso.

### Bloque de Gestión de Recursos

Este bloque toma las entradas y realiza la compresión y la gestión de recursos para proveer a la salida la señal adecuadamente comprimida para ser transmitida por el enlace de comunicación. Básicamente este bloque contiene la parte de compresión compuesta de detección de impulsos y codificación de los mismos y la parte de gestión que consiste en la lógica de control que decide qué compresión se aplica en cada trama a cada uno de los 60 canales para que toda la señal quepa en el ancho de banda disponible en ese instante.

El bloque de gestión de recursos a su vez se subdivide en:

- Sub-bloque de Compresión.
- Sub-bloque de Conformación de Trama.

### Sub-bloque de compresión

A la salida se tiene para cada canal una serie de paquetes que codifican la información de los impulsos detectados en dicho canal. Cada paquete está formado por:

- una muestra que codifica el canal al que pertenece el impulso
- 2 muestras que codifican la marca de tiempo del inicio del impulso
- 75 muestras de señal correspondientes a la duración del impulso

### Sub-Bloque de Conformación de Trama

La función de este bloque es la de configurar la trama de transmisión de acuerdo al ancho de banda del que se dispone. A la entrada de este bloque se tienen los 60 canales con los impulsos codificados y las señales que indican cuando existen impulsos codificados en cada uno de los 60 canales y cuando no. Las salidas de este bloque son, por una parte, la trama de transmisión que contiene todos los impulsos presentes para todos los canales durante la trama actual codificados adecuadamente. Por otra parte, la segunda salida contiene la señal que indica la presencia de señal válida en la primera salida, ya que cuando se han insertado todos los impulsos en la trama de salida, en tiempo restante queda vacío de señal y es necesario que esto se indique adecuadamente.

### **Reconstrucción de señales**

La señal codificada transmitida se reconstruye en recepción. A partir de las muestras de los impulsos codificados se decodifica para cada uno de ellos el canal al que pertenece y el tiempo de disparo correspondiente. A partir de esta información se reconstruye las señales de los 60 canales situando cada impulso decodificado en el canal y el tiempo que le corresponde. A la salida se dispone, pues, de los impulsos neuronales detectados en el array de microelectrodos con los que, dependiendo de la aplicación en concreto, se deberá realizar un post-procesado para extraer la información de interés, ya sea la frecuencia de disparo de las neuronas individuales, la frecuencia media de disparo, etc.

## **VI. CONCLUSIONES**

Como principal conclusión del trabajo realizado a lo largo del último año podemos afirmar que se ha podido implementar un sistema de compresión y transmisión inalámbrica para las señales neuronales provenientes de un array de 60 microelectrodos.

Se resumen en el siguiente esquema las conclusiones y resultados obtenidos:

- Es necesario conocer el patrón de disparo de cada una de las neuronas cuya actividad eléctrica se registra en la PMA para computar características del comportamiento del cultivo tales como por ejemplo frecuencia de disparo.
- Para computar el patrón de disparo de cada una de las neuronas registradas en la PMA se requieren dos pasos consecutivos de procesado de la señal neuronal captada: en primer lugar se debe realizar la detección de impulsos sinápticos y posteriormente la clasificación de los mismos.
- La evaluación de los algoritmos de detección y clasificación requiere un conjunto de señales ya indexadas y clasificadas. Como las señales neuronales registradas mediante PMAs son inherentemente no indexadas ni clasificadas se han construido señales artificiales.

- Se han implementado diferentes detectores. Mediante un preprocesado de la señal que incluye una transformación no lineal para la amplificación de las concentraciones de energía se obtiene una alta probabilidad de acierto en las detecciones frente a una baja probabilidad de falsa alarma.
- Se ha realizado un algoritmo para la adaptación automática del umbral de detección al nivel de ruido presente en las señales neuronales registradas mejorando así las prestaciones del detector.
- Se han implementado diferentes algoritmos de clasificación de impulsos sinápticos. Utilizando características de la forma de onda se ha desarrollado un algoritmo de clasificación que, con una baja carga computacional, muestra prestaciones similares a los algoritmos basados en el análisis de componentes principales que requieren de un alto grado de preprocesado de la señal y además son computacionalmente pesados.
- Mediante los algoritmos de detección y clasificación realizados se ha conseguido una compresión de las señales neuronales de hasta el 75 %.
- Se han transmitido señales neuronales en tiempo real utilizando la tecnología desde un registro a un terminal móvil Nokia N70.
- Se han transmitido señales neuronales en tiempo real desde un terminal móvil Nokia N70 vía UMTS a un ordenador personal o portátil.
- Se ha realizado la integración de la transmisión por Bluetooth y por UMTS. Se ha transmitido un registro neuronal en tiempo real.
- Se han realizado análisis de tasa de transmisión. Es posible transmitir en tiempo real un único canal íntegramente o 60 canales comprimidos. El ratio de compresión depende de las señales registradas. Por tanto, se ha implementado un algoritmo de gestión de recursos que adapte la tasa de transmisión al ancho de banda disponible mediante adecuada compresión de los patrones de disparo captados por los electrodos.

**AGRADECIMIENTOS**

Me gustaría agradecer a Narcís Cardona y a Cristina Tarín por la dirección de esta tesina así como a Paula Martí por su colaboración dentro del proyecto de investigación SINAPTIC, financiado por Telefónica de España y que se ha llevado acabo durante el pasado año 2006 y que ha dado lugar a este trabajo.

También me gustaría agradecer a Juan Carlos Guerri por su interés y por las ideas que ha aportado en cuanto a la aplicación de la gestión de recursos a la aplicación en concreto presentada en esta tesina.

**BIBLIOGRAFÍA**

- [1] J. Carmena, M. Lebedev, R. E. Crist, J. E. O'Doherty, D. M. Santucci, D. F. Dimitrov, P. G. Patil, C. S. Henriquez, M. A. L. Nicolelis, *Learning to control a brain-machine interface for reaching and grasping by primates*. PLoS biology, Vol. 1, Num. 2, p. 193, 2003.
- [2] P. Patil, *Ensemble recordings of human subcortical neurons as a source of motor control signals for a brain-machine interface*. Neurosurgery online, Vol. 55, Num. 1, 2004.
- [3] M. A. L. Nicolelis, *Actions from thoughts*. Nature, Vol. 409, Num 6818, p. 403, 2001.
- [4] I. Obeid, *A wireless multichannel neural recording platform for real-time brain machine interfaces*. Ph.D. dissertation, Department of Biomedical Engineering Duke University, 2004.
- [5] G. R. Perelman Y, *Analog frontend for multichannel neuronal recording system with spike and LFP separation*. J. Neurosci. Methods., 2006.
- [6] Available at: <http://www.biomedicale.univ-paris5.fr/spikeomatic/data.html>. 2006.
- [7] Iyad Obeid and Patrick D. Wolf, *Evaluation of Spike-Detection Algorithms for a Brain-Machine Interface Application*, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 51, no. 6, June 2004.
- [8] *The zigbee alliance: Zigbee specifications*, 2004.
- [9] R. Weinstein, *RFID: a technical overview and its application to the enterprise*. IT Professional, 2005.
- [10] S. Ortiz, *Is near-field communication close to success?*. Computer, 2006.
- [11] *Bluetooth special interest group: Specification of the bluetooth system*. 2004. Available: <http://www.bluetooth.com/Bluetooth/Learn/Technology/Specifications/>
- [12] M.-G. Di Benedetto and R. V. Branimir, *Ultra wide band wireless communications: A tutorial*. Journal of Communications and Networks, 2003.
- [13] C. Yi Lee and C. Toumazou, *Ultra-low power UWB for real time biomedical wireless sensing*. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2005.
- [14] S. Warren, J. Lebak, J. Yao, J. Creekmore, and A. M. E. Jovanov, *Interoperability and security in wireless body area network infrastructures*. 27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, Sept. 2005.
- [15] Z. Zhao and L. Cui, *Easimed: A remote health care solution*. 27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, Sept. 2005.
- [16] J.H. Park, J.A. Seol, and Y.H. Oh, *Design and implementation of an effective mobile healthcare system using mobile and RFID technology*. Proceedings of 7th International Workshop on Enterprise networking and Computing in Healthcare Industry, June 2005.
- [17] S.W. Wang, W.H. Chen, C.S. Ong, L. Liu and Y.W. Chuang, *RFID application in hospitals: A case study on a demonstration RFID project in a Taiwan hospital*. 39th Annual Hawaii International Conference on System Sciences, Jan. 2006.
- [18] C. Lopez-Casado, J. Tejero-Calado, A. Bernal-Martin, M. Lopez-Gomez, M. Romero-Romero, G. Quesada, J. Lorca, and E. Garcia, *Network architecture for global biomedical monitoring service*. 27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, Sept. 2005.

- [19] D. Salamon, A. Bei, M. Grigioni, M. Gianni, M. Liberti, G. D’Inzeo, and S. D. Luca, *Indoor telemedicine in hospital: a pda-based flexible solution for wireless monitoring and database integration*. 27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, Sept. 2005.
- [20] S.-N. Yu and J.-C. Cheng, *A wireless physiological signal monitoring system with integrated bluetooth and wifi technologies*. 27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, Sept. 2005.
- [21] R. Saeed, S. Khatun, B. Mohd Ali, and K. A. Mohd, “*Ultra wide band (UWB) ad-hoc networks: Review and trends*,” *Journal of Computer Science*, 2005.

## ANEXO: Publicaciones

### Capítulos de Libros

1. Tarín, Cristina & Traver, Lara & Martí, Paula & Cardona, Narcís. Chapter: *Wireless communication systems from the perspective of implantable sensor networks for neural signal monitoring*. Book: *Wireless Technology: Applications, Management, and Security based on the top research presented at WTS 2007*. (Aceptado).

### Congresos

Publicaciones directamente relacionadas con la tesina

2. Traver, Lara & Tarín, Cristina & Cardona, Narcís. *Bluetooth throughput measures for cardiomyocyte extracellular signal telemetry*. 3rd International symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2006). Sept. 2006.
3. Tarín, Cristina & Traver, Lara & Santamaría, Juan Felipe & Martí, Paula & Cardona, Narcís. *Bluetooth-3G wireless transmission system for neural signals telemetry*. Sixth Annual Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2007). April 2007.

Publicaciones adicionales

4. Tarín, Cristina & Martí, Paula & Traver, Lara & Cardona, Narcís & Díaz, Juan A. & Antonino, Eva. *UWB Channel Measurements for Non-invasive Wireless Body Area Networks*. The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07). September 2007. (Aceptado).
5. Tarín, Cristina & Traver, Lara & Martí, Paula & Cardona, Narcís & Díaz, Juan A. & Cabedo, Marta. *UWB Channel Measurements for Non-Invasive Wireless Body Area Networks*. 3<sup>rd</sup> IEEE International Conference On Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications (Wimob 2007). October 2007. (Aceptado).



# Bluetooth throughput measures for cardiomyocyte extracellular signal telemetry

Lara Traver, Cristina Tarín and Narcís Cardona  
Telecommunication and Multimedia Applications Institute (iTEAM)  
Technical University of Valencia  
Camino de Vera s/n, E-46071 Valencia, Spain  
Email: {ltrase,critasa,ncardona}@iteam.upv.es

**Abstract**—In this contribution the suitability of the Bluetooth transmission system is analyzed for its application to the real-time transmission of cardiac signals captured by micro-electrode array sensors. The required data rates for this type of cardiac signals are calculated to be 180 kbps for every single micro-electrode. The mean throughput value varies with the selected packet size: for packet sizes less than 1000 bytes the mean throughput is smaller than 180 kbps while for packet sizes greater than 1000 bytes the mean throughput saturates at around 230 kbps. This mean throughput value is guaranteed for over 80% of the time. Compression algorithms running on the sensor array allow the reduction of the required data transmission rate. However, these algorithms result to be highly resource-consuming to achieve the required compression for the transmission of 64 cardiac signals over one Bluetooth channel. It is concluded that Bluetooth is hardly suitable for the transmission of signals from cardiomyocyte culture micro-electrode arrays.

## I. INTRODUCTION

In recent years, a number of promising clinical prototypes of implantable and wearable monitoring devices have started to emerge [1]. Although a number of problems as long-term stability and biocompatibility remain, the potential medical value is enormous. Many applications exist in the field of bio-telemetry: blood glucose level monitorization, identification in cardiological life threatening episodes, etc. [2]. Our interest focusses wireless monitorization of cardiac cell culture activity and we are particularly interested in Bluetooth as a possible wireless transmission method.

Signals from extracellular cardiomyocyte electrodes contain action potential waveforms. The signal frequency content is located below 5000 Hz therefore, 15 kHz sampling frequency is sufficient for cardiac signal analysis ([3], [4], [5]). In general, higher sampling rates produce higher fidelity signals but also produce more data, requiring faster and higher power systems to process them. Furthermore, in a wireless system with limited bandwidth, increasing the sampling rate will increase the data rate. Analog to digital converter (ADC) resolution should be 10 - 12 bits to provide 60 - 72 dB of dynamic range. Figure 1 displays the data rate required for the transmission of extracellular cardiomyocyte signal as a function of the sampling frequency and the selected number of quantization bits per sample.

For the experiments presented in this paper a sampling frequency of 15 KHz and resolution of 12 bits per sample

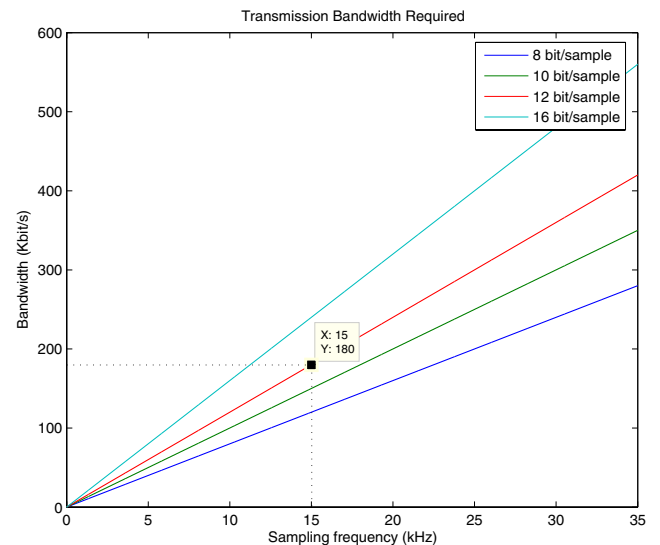


Fig. 1. Transmission bandwidth required depending on the sampling frequency and precision.

are chosen. These signal characteristics imply that the transmission system shall be able to provide a capacity of 180 kbps for real-time transmission of the cardiomyocyte signal.

The design of a telemetry application includes the specification of the communication system parameters such as data transmission capacity, synchrony, delay, etc. In other words, the application defines the set of requirements to be met by the communication system. Meeting the required specifications is eventually accomplished by correct definition of the communication protocol layers which use a physical channel to implement the data communication. In this respect, channel quality estimation is of most relevance and should be in the first steps of the system design.

Our interest is in obtaining measures of data communication throughput over Bluetooth, which are in turn an estimation of the channel quality since the packet losses in the RF interface result in retransmissions which decrease the resulting throughput. Such measures will provide useful information to evaluate the suitability of Bluetooth as the wireless transmission technology in a cardiac signals telemetry system. The

system comprises sensors continuously recording the cardiac signals which after signal conditioning and some degree of signal processing are transmitted wirelessly to a mobile device.

First, in section II, the Bluetooth channel is described. Section III shows the configuration used for data throughput measures and deals with the methodology for calculating the throughput. Measurement results and complete discussion are provided in section IV. Finally conclusions are drawn in section V.

## II. BLUETOOTH WIRELESS TRANSMISSION

Bluetooth is a flexible and capable technology for providing short-range radio communications between devices in an ad-hoc manner using the 2.4 GHz band. It is well suited as a low power radio transceiver (transmitter and receiver) operating at up to 1 Mbps. Two types of channels are used in Bluetooth systems: SCO and ACL. SCO are Synchronous Connection Oriented links with fixed 64 kbps data rate used exclusively for voice traffic; while ACL are Asynchronous Connection-Less links. As shown above, streaming of multichannel or even single channel cardiac signals demands such a bandwidth which can not be offered by SCO links. The Bluetooth connection type capable of flexible and higher bandwidths is the Asynchronous Connection-Less (ACL) link.

Figure 2 shows the core Bluetooth protocol layers. The baseband layer enables the physical RF link between Bluetooth units making a connection. Link Manager Protocol (LMP) is responsible for link set-up between Bluetooth devices and managing security aspects such as authentication and encryption. L2CAP adapts upper-layer protocols to the baseband. It multiplexes between the various logical connections made by the upper layers. Audio data typically is routed directly to and from the baseband and does not go through L2CAP. SDP is used to query device information, services and characteristics of services.

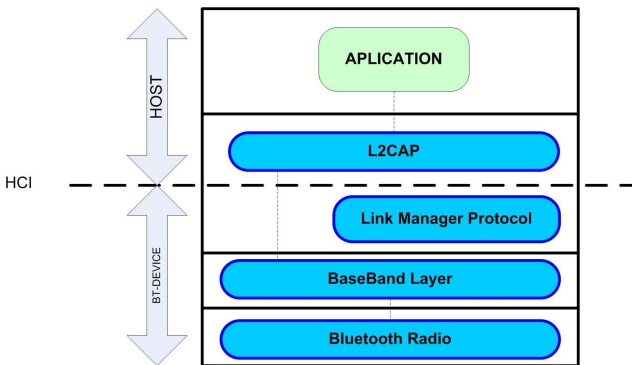


Fig. 2. Core Bluetooth Architecture.

### A. Java standard API for Bluetooth: JSR-82

Given that our communication scheme includes a client application which is implemented in a device connected to an array of sensors and the server application running on a mobile phone, it is reasonable to choose a Bluetooth programming technology that is provided in nowadays mobile devices. That is why we have decided to use the standard Bluetooth Java programming API "JSR-82" currently supported in a wide range of mobile devices from different manufacturers. JSR-82 API allows us to establish an L2CAP point-to-point connection between client and server devices through which the signals are transmitted. JSR-82 supports Bluetooth standard v1.1, which is therefore the version used in our experiments.

## III. METHODS

Throughput is defined as the rate at which the client sends data or the server receives the sent data. It is therefore a good measure of channel capacity for a communication link.

For data throughput measurement and transmission quality estimation a set-up that includes two Bluetooth devices has been used. One acts as a transmitter and the other as a receiver. Both devices are connected to their respective PC which controls the transmission and stores the received data.

The transmission scheme consists of a master server and a slave client. An ACL link is established between them and is used by the client to send the signal to the master.

In order to have control over the Bluetooth transmission we have programmed the client and server applications implementing the communication. In our implementation, first, an L2CAP connection is established between the master and the slave. Once communication is established, the client application running on the slave starts sending data over the connection to the masters's server application. The data packet size used in the connection can be selected at compilation time and a 2 Mbyte signal is used as data source. On the receiving device, data is stored for post-processing and furthermore current channel quality estimation is performed. The receiver monitors the channel quality by inspecting throughput.

The client and server applications have been configured to transmit the whole 2 Mbyte signal a number of times using different packet sizes ranging from the minimum 48 bytes up to the maximum packet size of 31000 bytes. Both the minimum and maximum packet sizes are defined by the Bluetooth specification [6] by means of the MTU (Maximum Transmission Unit). MTU is not a negotiated value, it is an informational parameter that each device can specify independently. It indicates to the remote device that the local device can receive, through this channel, an MTU larger than the minimum required. All L2CAP implementations support a minimum MTU of 48 bytes. The minimum MTU for a channel is the larger of the L2CAP minimum 48 octet MTU and any MTU explicitly required by the protocols and profiles using that channel.

The following rules are used when responding to a configuration request specifying the MTU for a channel:

- A request specifying any MTU greater than or equal to the minimum MTU for the channel shall be accepted.
- A request specifying an MTU smaller than the minimum MTU for the channel shall be rejected.

Between the minimum packet size of 48 bytes and the packet size of 1000 bytes steps of 100 bytes are taken yielding transmissions for 48 bytes, 100 bytes, 200 bytes and so on up to 1000 bytes. From 1000 bytes up to the maximum packet size of 31000 bytes intervals of 1000 bytes are chosen for the experiment configuration.

From the real-time channel throughput estimations obtained in the above-explained manner, we calculate mean data transmission rate, and variation range over time.

#### IV. RESULTS AND DISCUSSION

In this section the measurement results are shown and discussed.

Due to the fact that the Bluetooth L2CAP connection is a secure channel, retransmissions assure the correct arrival of each single packet and until the acknowledgment of the former packet does not confirm its correct reception a new packet is not transmitted. For this reason, measuring transmission throughput is equivalent to measuring reception throughput. Moreover, this ensures the real-time transmission as long as the data stream generation velocity (required transmission bandwidth as represented in Fig. 1) does not surpass the channel throughput.

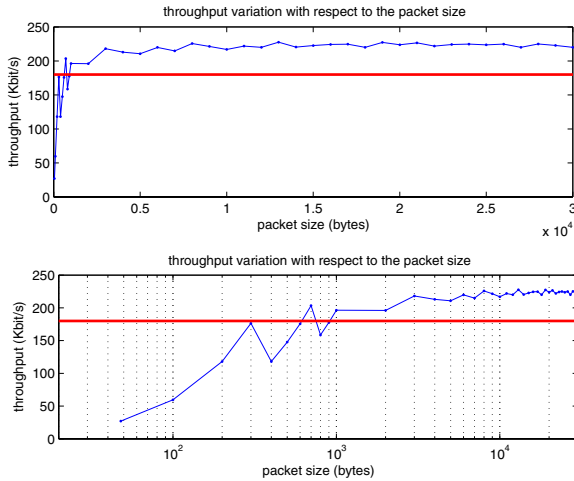


Fig. 3. Measured mean throughput with respect to the transmission packet size.

In Fig. 3 the transmission mean throughput in relation to the defined packet size of the experiments is represented. The mean throughput  $Th$  is calculated as the overall time required for transmission  $T$ , measured in nanoseconds, divided by the number of transmitted bits  $N$ . As it can be observed from Fig. 3, the mean throughput increases with the packet size. For a packet sizes smaller than 1000 bytes the throughput is below 180 kbps. Due to the fact that the required minimum transmission data rate, as described in section I by Fig. 1

is 180 kbps, only packet sizes greater than 1000 bytes are acceptable. For these packet sizes ( $> 1000$  bytes) as the packet size increases a saturation in the mean throughput is observed. The obtained maximum mean throughput value is below 230 kbps.

It shall be pointed out that the Bluetooth specifications gives a theoretical maximum throughput value of 751 kbps. With the present configuration this value is not achieved because it is not possible to access underlying layer of the L2CAP configuration. Therefore, the transmission can not be speeded up by e.g. eliminating retransmissions of erroneous packets or selecting the transmitted packet type (DH1, DH2, DH3 etc.). Moreover, the experiments are performed in an office-type indoor environment where numerous Bluetooth devices are operating and therefore considerable interferences shall be expected.

Figures 4 and 5 show the time evolution of the mean values represented in Fig. 3. In Figs. 4 and 5 the real-time throughput evolution is represented which is calculated as the ratio between the transmitted packet size and the time needed for this transmission measured in nanoseconds. As it can be observed from Figs. 4 and 5 the real-time throughput is not constant, it presents variations around its mean value. The higher the packet size, the higher the mean throughput and also the higher the throughput variance. Therefore, even if the mean throughput is higher than the required 180 kbps limit it can not be guaranteed that the real-time throughput is always higher than this limit, thus implying the need of adequate data buffering before transmission.

The histogram of the real-time throughput for packet sizes smaller than 1000 bits are represented in Figs. 6 and 7. In these figures it can be observed that there are mainly two different values for the real-time throughput for each experiment. The existence of only two different throughput values can be explained relying on the retransmission scheme. Until the acknowledgment of a sent packet is not received

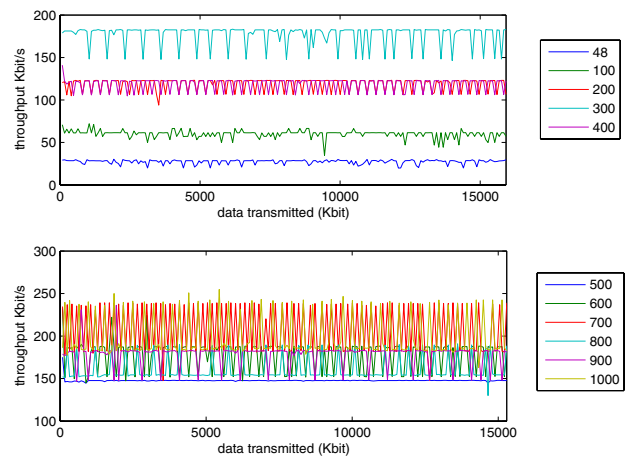


Fig. 4. Measured transmission for packet sizes ranging from 48 to 1000 bytes.

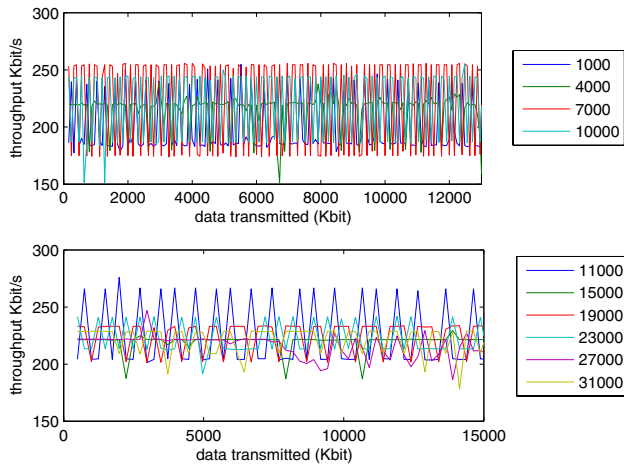


Fig. 5. Measured transmission for packet sizes ranging from 1000 to 31000 bytes.

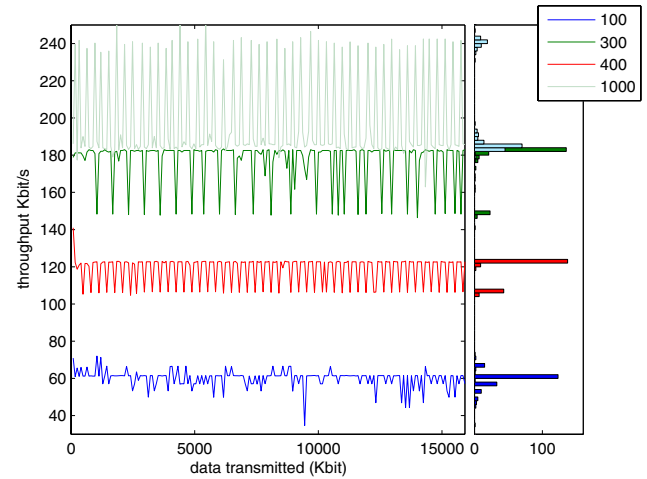


Fig. 7. Measured mean throughput with respect to the transmission packet size.

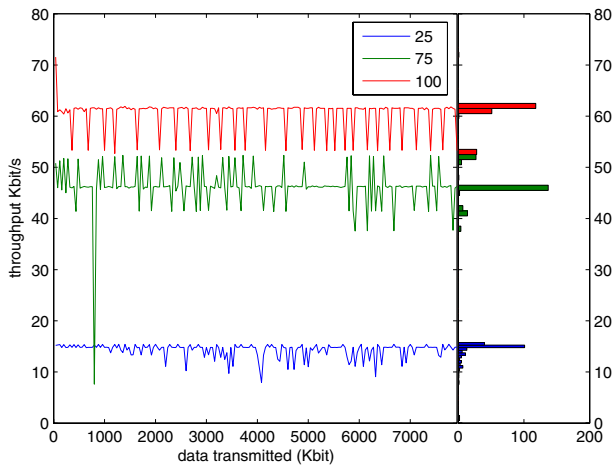


Fig. 6. Measured mean throughput with respect to the transmission packet size.

by the client it does not start the transmission of the next packet. If the acknowledgment is not received and a certain time-out is elapsed then the packet is retransmitted. Therefore, the secondary throughput values shall be related to these retransmissions. Analyzing the histogram, it is observed that the highest appearance frequency is clearly predominant over the secondary appearance frequency. Less than 20% of the measured throughput values fall into the range of the secondary appearance frequency. Therefore, a mean throughput value higher than 180 kbps guarantees an adequate channel capacity for over 80% of the time.

## V. CONCLUSIONS AND FURTHER WORK

In this contribution the suitability of the Bluetooth transmission system is analyzed for its application to the real-time transmission of cardiac signals captured by micro-electrode array sensors.

First, the required data rates for this type of cardiac signals are calculated to be 180 kbps for every single micro-electrode. Thus, for an array of 64 micro-electrodes a minimum transmission rate of  $64 \times 180 \text{ kbps} = 11520 \text{ kbps}$  is required.

Although the theoretical maximum transmission rate for Bluetooth is 751 kbps, in practice only a throughput less than 250 kbps is achieved. The mean throughput value varies with the selected packet: for packet sizes less than 1000 bytes the mean throughput is smaller than 180 kbps while for packet sizes greater than 1000 bytes the mean throughput saturates at around 230 kbps. The real-time throughput and its variability are also measured and experimental results show that the mean throughput value is guaranteed for over 80% of the time.

Taking into account that with one Bluetooth channel only one cardiac signal can be transmitted in real-time meeting all the requirements, compression algorithms are suitable to reduce data rate requirements. For the transmission of 64 micro-electrode cardiac signal in real-time over one Bluetooth channel a compression ratio of almost 60% is necessary. This compression algorithm shall be implemented on the sensor array. The reduced processing capacity of the sensor equipment is due to energy considerations and therefore such resource-consuming compression algorithms will not be able to run properly on the sensor device.

## REFERENCES

- [1] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stäger, A. Wittneben, and G. Tröster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: Channel measurements and results," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, UWBST 2003*, nov 2003. [Online]. Available: <http://www.nari.ee.ethz.ch/wireless/pubs/p/uwbst2003>
- [2] B. P. Lo, S. Thiemjarus, R. King, and G.-Z. Yang, "Body sensor network – a wireless sensor platform for pervasive healthcare monitoring," *Gastroenterology*, 2005.
- [3] T. Meyer, K. Boven, E. Gunther, and M. Fejt, "Micro-electrode arrays in cardiac safety pharmacology: a novel tool to study qt interval prolongation," *Drug safety : an international journal of medical toxicology and drug experience*, 2004.

- [4] M. Halbach, U. Egert, and K. B. Jürgen Hescheler<sup>1</sup>, "Estimation of action potential changes from field potential recordings in multicellular mouse cardiac myocyte cultures," *International Journal of Experimental Cellular Physiology, Biochemistry and Pharmacology*, 2003.
- [5] T. Meyer, C. Leisgen, B. Gonser, and G. Elke, "Qt-screen: High-throughput cardiac safety pharmacology by extracellular electrophysiology on primary cardiac myocytes," *ASSAY and Drug Development Technologies*, 2004.
- [6] "Bluetooth special interest group: Specification of the bluetooth system," 2004. [Online]. Available: <http://www.bluetooth.com/Bluetooth/Learn/Technology/Specifications/>

# Bluetooth-3G wireless transmission system for neural signal telemetry

Cristina Tarín Sauer, Lara Traver Sebastià, Juan Felipe Santamaría Gómez, Paula Martí Rocafull  
and Narcís Cardona Marcet

*ITEAM*

*Tech. University of Valencia  
E-46022 Valencia, Spain*

## Abstract

*In this contribution a wireless transmission system for neural signals is developed. This system includes data compression algorithms at the information source, namely neural signals recorded by micro-electrode arrays. The signals are transmitted over Bluetooth to a mobile device that, without any processing or storing, retransmits it over 3G to a remote server where signal post-processing and analysis is performed. The overall transmission rate of the system is limited by the Bluetooth link between the information source and the mobile phone, as well as by the limited processing capabilities of the mobile device and also by the 3G-link. Data compression allows the transmission of up to 7 neural signals in real-time over the Bluetooth link.*

## 1. Introduction

In recent years, a number of promising clinical prototypes of implantable and wearable monitoring devices have started to emerge [1]. Although a number of problems as long-term stability and biocompatibility remain, the potential medical value is enormous. Many applications exist in the field of bio-telemetry: blood glucose level monitorization, identification in cardiological life threatening episodes, etc. Our interest focusses in neural signal recording and monitoring ([2],[3]). Telemetry systems for neuronal signals are nowadays under investigation and we are particularly interested in Bluetooth and 3G as a possible wireless transmission method for such systems ([4], [5]).

The design of a telemetry application includes the specification of the communication system parameters such as data transmission capacity, synchrony, delay, etc. In other words, the application defines the set of requirements to be met by the communication system ([6]). Meeting the required specifications is eventually accomplished by correct definition of the communication

protocol layers which use a physical channel to implement the data communication.

We have developed a wireless transmission system for neural signals over Bluetooth and 3G. The neural signals are recorded by micro-electrode arrays and then, in real-time transmitted over a Bluetooth link to a mobile phone. This mobile device immediately, without intermediate storage, re-transmits the signals over 3G to a remote server where data processing and analysis is performed.

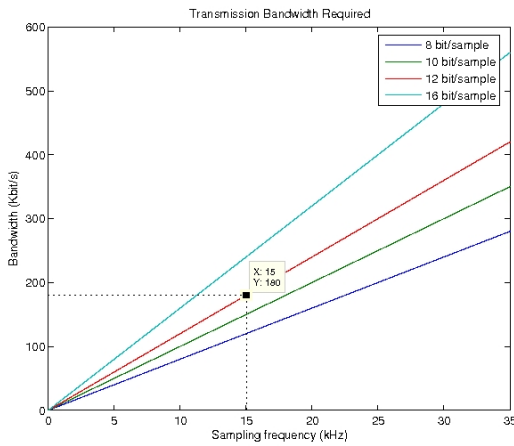
First, in section 2, there is a description of the characteristics of the signals captured by the neuronal multi-electrode sensors and the bandwidth requirements imposed by them including also a compression algorithm. Section 3 describes and analyzes the developed wireless transmission system over Bluetooth and 3G. Measurement results and complete discussion are provided in section 4. Finally, in section 5 the conclusions drawn from the developed work are shown.

## 2. Neural signal processing

### 2.1. Neural signals

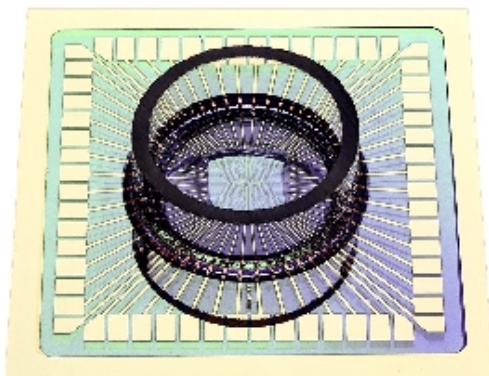
Signals from extracellular cortical electrodes contain action potential waveforms with amplitudes ranging from tens to hundreds of microvolts peak to peak; pulse widths are typically 1 - 1.5 ms. The noise floor, which includes biological noise from far field neurons and electrical noise from the amplifier circuit, is around 20  $\mu$ Vrms; signal to noise ratios therefore range from 0 to 12 dB, although ratios as high as 20 dB are occasionally encountered ([7]). Published figures for the signal frequency content vary, ranging from 100 to 400Hz for the low end range to 3k to 10 kHz for the high end range. Published sampling rates also vary, ranging from 15 kHz up to 50 kHz. In general, higher sampling rates produce

higher fidelity signals but also produce more data, requiring faster and higher power systems to process them. Furthermore, in a wireless system with limited bandwidth, increasing the sampling rate will increase the data rate. Analog to digital converter (ADC) resolution should be 10 - 12 bits to provide 60 - 72 dB of dynamic range. In general, the required transmission bandwidth ( $B_{wth}$ ) can be obtained as  $B_{wth} = f_s \cdot n_{bits} \cdot N_{ch}$ , where  $f_s$  is the sampling frequency in samples per second,  $n_{bits}$  the number of bits per sample and  $N_{ch}$  the number of channels to be transmitted. Figure 1 displays the data rate required for the transmission of a neural signal as a function of the sampling frequency and the selected number of quantization bits per sample.



**Figure 1:** Transmission bandwidth required depending on the sampling frequency and precision.

For the experiments presented in this paper we use recordings of in-vitro neural activity kindly provided by Multichannel Systems. A 64-electrode array was used and signals were sampled at 15 KHz. Figure 2 shows the Multi Channel Systems Multi-Electrode Array (MEA).



**Figure 2:** 64 channels Multi-Electrode Array (MEA) from Multi Channel Systems ([www.multichannelsystems.com](http://www.multichannelsystems.com))

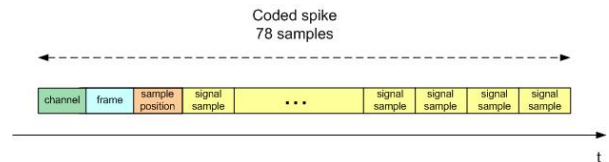
widely used in neuronal signal recordings.

## 2.2. Neural signal compression

As described above, neural signals contain trains of action potentials or spikes that form particular spiking patterns. During the intervals of the signal without spikes, the content of the signal is exclusively noise. It is, therefore, possible to compress neural signals by coding the impulse trains leaving the noise-only parts away. For doing this, it is necessary to: first detect the occurrence of the spikes, and then code the time, the channel (in the case of a multichannel recording system) and the spike waveform. In this way, it is feasible to compress and multiplex an arbitrary number of channels into one single stream of data.

For this work, we have considered the case where the recording system has a number  $N$  of recording electrodes. The sampling frequency is 15 KHz and the sampling precision is 12 bits. The system is then producing a  $12 \times 15 \times N = 180 \times N$  kbps data stream.

We have implemented a compression algorithm that works in a frame-based manner. The algorithm takes input data samples in frames containing 750 samples, i.e. 50 ms. In each frame-based step the algorithm performs spike detection for each of the channels and, when a spike is detected, the time and channel of the spike are coded at the output. Figure 3 shows the coding structure. Each coded spike results in 78 output samples to be transmitted: 1 for the channel, 2 samples for the coding the timestamp and 75 samples corresponding to the spike waveform.



**Figure 3:** Coded spike.

Neural signals coded in this way can be later decoded and spike trains can be reconstructed by placing each spike waveform in the corresponding channel and time.

Detection is done by a Nonlinear-Energy-Operator-based detector. Basically the algorithm performs a preprocessing stage before detection which consists on the application of the following nonlinear operation on the input signal  $x[n]$ .

$$\Psi(x[n]) = x^2[n] - x[n-1] \cdot x[n+1]$$

Such preprocessing eases the detection process because it amplifies the signal energy concentrations.

After preprocessing, spikes are detected by comparing the resulting signal amplitude with an adaptive

threshold. Adaptation is done by performing automatic noise-level tracking and setting the threshold to certain level which is relative to the estimated noise level.

The process for noise-level estimation is as follows. For each processing frame:

- Maximum absolute value of the signal amplitude is calculated ( $|s_{max}[n]|$ )
- The maximum is compared with the noise-level estimation in the previous frame ( $|n[n-1]|$ )
- If the maximum is bigger than 5 times the noise level of the previous frame,

$$|s_{max}[n]| > 5 \cdot |n[n-1]|$$

it is assumed that there is a spike present in the frame and, therefore, the noise level estimate is not updated.

- Otherwise,
  - if the maximum is bigger than the noise level estimate

$$|s_{max}[n]| > |n[n-1]|$$

noise level estimate is updated as follows:

$$|n[n]| = \alpha_{up} \cdot |s_{max}[n]| + (1 - \alpha_{up}) \cdot |n[n-1]|$$

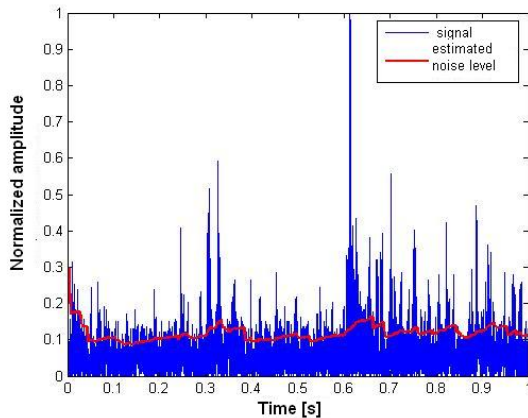
- if the maximum is smaller than the noise level estimate,

$$|s_{max}[n]| < |n[n-1]|$$

noise-level estimate is updated as:

$$|n[n]| = \alpha_{dw} \cdot |s_{max}[n]| + (1 - \alpha_{dw}) \cdot |n[n-1]|$$

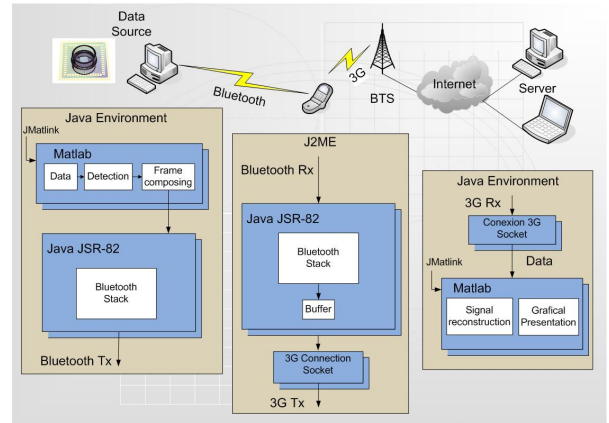
Time constant values:  $\alpha_{up}$  and  $\alpha_{dw}$  have been adjusted experimentally to  $\alpha_{up} = 0.02$  and  $\alpha_{dw} = 0.05$ . These values yield adequate noise-level tracking. An example of automatic noise-level tracking is shown in figure 4.



**Figure 4:** Automatic neural-signal-noise-level tracking example.

### 3. Wireless transmission

Figure 5 represents the overall transmission scheme. The information source is a PC where neural data recorded by a MEA system are stored. This PC establishes via a Bluetooth-Dongle a wireless communication link with a mobile terminal. The stored data are transmitted over the Bluetooth link from the information source to the mobile device that receives them and, without intermediate storing, re-transmits them via a 3G link to a remote server PC, where the data are definitely stored and processed.



**Figure 5:** Wireless Bluetooth-3G transmission.

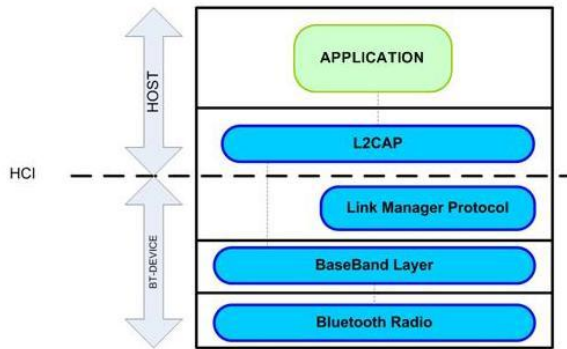
#### 3.1. Bluetooth wireless transmission

Bluetooth is a flexible and capable technology for providing short-range radio communications between devices in an ad-hoc manner using the 2.4 GHz band. It is well suited as a low power radio transceiver (transmitter and receiver) operating at up to 1 Mbps ([8]). Two types of channels are used in Bluetooth systems: SCO and ACL. SCO are synchronous connection oriented links with fixed 64 kbps data rate used exclusively for voice traffic; while ACL are Asynchronous Connection-Less links. As shown above in Section 2, streaming of multichannel or even single channel neural signals demands such a bandwidth which can not be offered by SCO links. The Bluetooth connection type capable of flexible and higher bandwidths is the Asynchronous Connection-Less (ACL) link ([9]).

Figure 6 shows the core Bluetooth protocol layers. The baseband layer enables the physical RF link between Bluetooth units making a connection. Link Manager



Protocol (LAMP) is responsible for link set-up between Bluetooth devices and managing security aspects such as authentication and encryption. L2CAP adapts upper-layer protocols to the baseband. It multiplexes between the various logical connections made by the upper layers. Audio data typically is routed directly to and from the baseband and does not go through L2CAP. SD is used to query device information, services and characteristics of services.



**Figure 6:** Core Bluetooth Architecture.

### Java standard API for Bluetooth: JSR-82

Given that our communication scheme includes a client application implemented on the information source and the server application running on a mobile phone, it is reasonable to choose a Bluetooth programming technology that is provided in nowadays mobile devices. That is why we have decided to use the standard Bluetooth Java programming API JSR-82 currently supported in a wide range of mobile devices from different manufacturers. JSR-82 API allows us to establish an L2CAP point-to-point connection between client and server devices through which the neural signals are transmitted. JSR-82 supports Bluetooth standard v1.1. which is therefore the version used in our experiments.

### Methods

In order to have control over the Bluetooth transmission we have programmed the client and server applications implementing the communication. In our implementation, first, an L2CAP connection is established between the master and the slave. Once communication is established, the client application running on the slave starts sending data over the connection to the masters's server application. The data packet size used in the connection can be selected at compilation time and a

2 Mbyte neuronal signal of the type described in section 2 is used as data source. The transmitter monitors the channel quality by inspecting throughput.

### 3.2. Transmission over 3G

The third generation transmission standard for mobile communication enhances GPRS (General Packet Radio Access) in a variety of performance characteristics:

- High transmission rates up to 2 Mbps.
- High security and confidentiality.
- Efficient multiple access.
- High resistance to interferences.
- Global roaming .
- Always on, QoS (Quality of Service).
- Low cost.

In this contribution we have used the 3G technology to transmit the neural data from a mobile terminal to a remote server over public cellular networks. This remote server is either an ordinary PC, a laptop or even a remote MEA connected to a neural culture.

As the mobile device receives the neural data from the information source, these are re-transmitted immediately to the remote server. Once the mobile phone is registered in the network, a profile containing all necessary parameters for the 3G transmission, such as access point etc., is established. The TCP, Transmission Control Protocol, is used for the data transmission. It offers a point-to-point connection-oriented reliable link recovering a huge variety of errors dynamically and adaptively. In order to use the TCP, the transmitter (in this particular case the mobile phone) and the receiver (equivalent to the remote server in our application) shall create the terminal points of the connection, called sockets. A socket is defined by a transmission protocol (TCP is this case), an IP address and a port number. In our experiments the mobile phone is programmed to be the client. The mobile phone requests the opening of a TCP-socket to the server that is waiting for inquiries.

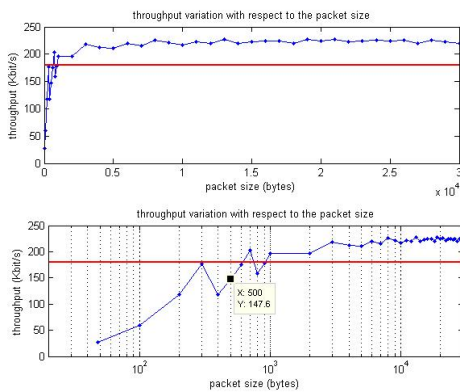
The application running on the mobile phone implementing the Bluetooth transmission is programmed in J2ME<sup>TM</sup> (due to the limited device resources). Contained in this application also the 3G transmission is managed. Also, the server application is programmed using Java<sup>TM</sup>.

In Fig. 5 it can be observed that both the application running on the information source PC and the remote server application incorporate the JMATLink software package. This packages allows the integration of

MATLAB<sup>TM</sup> applications with Java<sup>TM</sup> applications. Especially for data pre- and postprocessing as well as for real-time data representation this package offers huge advantages. The data compression algorithms described in Section 2.2. are implemented in MATLAB<sup>TM</sup> and launched by JMATLink. For the evaluation of the transmission, real-time graphical data representation is required on the server, also implemented in MATLAB<sup>TM</sup> and launched by JMATLink.

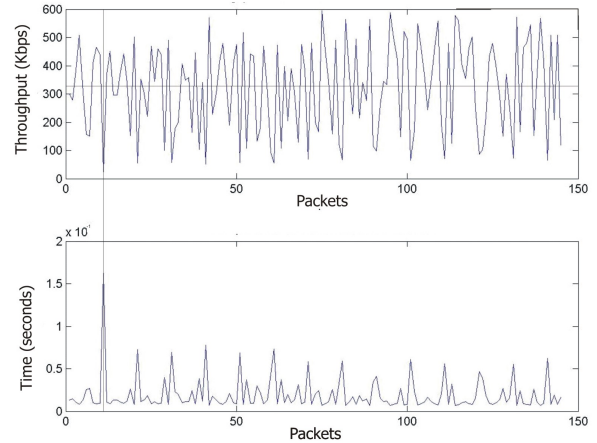
#### 4. Results and discussion

Due to the fact that the Bluetooth L2CAP connection is a secure channel, retransmissions assure the correct arrival of each single packet and until the acknowledgment of the former packet does not confirm its correct reception a new packet is not transmitted. For this reason, measuring transmission throughput is equivalent to measuring reception throughput. Moreover, this ensures the real-time transmission as long as the data stream generation velocity (required transmission bandwidth as represented in Fig. 1) does not surpass the channel throughput.



**Figure 7:** Measured mean throughput with respect to the transmission packet size.

In Fig. 7 the transmission mean throughput in relation to the defined packet size is represented. The mean throughput is calculated as the overall time required for transmission  $T$ , measured in nanoseconds, divided by the number of transmitted bits  $N$ . As it can be observed from Fig. 7, the mean throughput increases with the packet size. For a packet sizes smaller than 1000 bytes the throughput is below 180 kbps. Due to the fact that the required minimum transmission data rate for neural signals, as described in section 2. by Fig. 1 is 180 kbps, only packet sizes greater than 1000 bytes provide real-time transmission of one neural signal. For these packet sizes ( $> 1000$  bytes) as the packet size increases a saturation in the mean throughput is observed. The obtained maximum mean throughput value is below 230 kbps.



**Figure 8:** Measured throughput and packet transmission time for packet size 512 bytes with EDR.

Fortunately, the measured throughput values are improved by using the bluetooth v.2. EDR (Enhanced Data Rate). With this new standard, data rates up to 3 Mbps are achieved. Due to the limited processing and storage capabilities of the mobile phone, the maximum packet size for the Bluetooth transmission is 512 byte. In Fig. 8 (top) the real-time evolution of the transmission throughput for a packet size of 512 bytes is represented. As it can be observed, there appear peak values of up to 695.6 kbps while the minimum value is 24.61 kbps. It shall be pointed out, that the measured throughput is calculated as the ratio between the transmitted packet size and the time needed for this transmission, including the processing time, measured in nanoseconds. The mean throughput obtained for a 512 bytes packet size is of 323.1 kbps for the experiment shown in Fig. 8.

Figure 8 (bottom) shows the corresponding time profile. It can be observed, that throughput peak values in Fig. 8 (top) correspond to time minimum values as appears in packet nr. 8. The mean packet transmission time is calculated to be 12.67 ms.

The obtained throughput allows the real-time transmission of one neural signal channel (180 kbps required for each channel). Therefore, adequate data compression before transmission is mandatory.

It shall be remarked that the obtained throughput value can be improved reducing the signal processing in the transmission loop. Experiments demonstrate that peak throughput values up to 2.324 Mbps can be achieved with mean values of 1.347 kbps.

Analyzing the real-time throughput evolution, it is observed that less than 20% of the measured throughput values fall below the range of the mean value. Therefore, an adequate mean throughput value guaranties the channel capacity for over the 20% of the time.

The developed compression algorithm is able to reduce the required data transmission rate up to 75% depending on the spiking activity of the particular culture. Taking into account that the transmission rate is limited to 323.1 Kbps, taking advantage of the compression algorithm, it is possible to transmit up to 7 neural signals in real-time. In fact, the spiking activity of the neural signal is monitored in real-time and the number of transmitted neural signals is adaptively recalculated. Finally, the most active channels are transmitted in real-time. The measurement of the activity of a channel is performed inspecting the actual compression rate: the more active a channel is, the lower will be its compression rate.

## 5. Conclusions

In this contribution a wireless transmission system over Bluetooth and 3G is analyzed for its application to the real-time transmission of neural signals captured by implanted micro-electrode array sensors.

First, the required data rates for this type of neural signals are calculated to be not less than 180 kbps for every single micro-electrode. Thus, for an array of 64 micro-electrodes a minimum transmission rate of  $64 \times 180 \text{ kbps} = 11520 \text{ kbps}$  is required.

To be able to compress the neural signals, detection of spikes is implemented and up 75% compression rate is achieved. Detection uses a non-linear energy operator preprocessing and automatic threshold adaptation.

The wireless transmission of these signals integrates a Bluetooth transmission from the information source to a mobile device and the data transmission from the mobile device over 3G to a remote server, without intermediate storage on the mobile phone.

The transmission rate is limited by the Bluetooth link, depending on the transmission packet size. Due to the limited resources of the mobile phone, the maximum transmission unit is limited to 512 byte thus achieving a maximum transmission rate of 323.1 Kbps.

With this transmission rate, it is not possible to transmit more than one neural signal in real-time over the Bluetooth link. Therefore, the compression algorithm is used to enhance the performance of the system allowing the transmission of up to 7 neural signals in real-time.

The complete system, including signal compression, Bluetooth transmission and transmission over 3G, is implemented in Java<sup>TM</sup> (JSE for the information source and the remote server, J2ME for the mobile phone) using the package JMATLink to launch MATLAB<sup>TM</sup> data processing applications.

## References

- [1] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stäger, A. Witneben, and G. Tröster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: Channel measurements and results," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, UWBST 2003*, nov 2003. [Online]. Available: <http://www.nari.ee.ethz.ch/wireless/pubs/p/uwbst2003>
- [2] E. N. Brown, R. E. Kass, and P. P. Mitra, "Multiple neural spike train data analysis: state-of-the-art and future challenges," *Nature neuroscience*, 2004.
- [3] K. D. Wise, D. J. Anderson, J. F. Hetke, D. R. Kipke, and K. Njafi, "Wireless implantable microsystems: High-density electronic interfaces to the nervous system," *Proceedings of the IEEE*, 2004.
- [4] S.-N. Yu and J.-C. Cheng, "A wireless physiological signal monitoring system with integrated bluetooth and wifi technologies," in *27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, Sept. 2005.
- [5] C. Lopez-Casado, J. Tejero-Calado, A. Bernal-Martin, M. Lopez-Gomez, M. Romero-Romero, G. Quesada, J. Lorca, and E. Garcia, "Network architecture for global biomedical monitoring service," in *27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, Sept. 2005.
- [6] D. Salamon, A. Bei, M. Grigioni, M. Gianni, M. Liberti, G. D'Inzeo, and S. D. Luca, "Indoor telemedicine in hospital: a pda-based flexible solution for wireless monitoring and database integration," in *27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society*, Sept. 2005.
- [7] I. Obeid, "A wireless multichannel neural recording platform for real-time brain machine interfaces," Ph.D. dissertation, Department of Biomedical Engineering Duke University, 2004.
- [8] "Bluetooth special interest group: Specification of the bluetooth system," 2004. [Online]. Available: <http://www.bluetooth.com>
- [9] M. Ju, "Link management scheme of bluetooth based on channel quality estimation," p. 789, 2002.

# UWB CHANNEL MEASUREMENTS FOR HAND-PORTABLE DEVICES: A COMPARATIVE STUDY

Cristina Tarín      Paula Martí      Lara Traver      Narcís Cardona      Juan A. Díaz      Eva Antonino

Telecommunication and Multimedia Applications Institute (iTEAM)

Technical University of Valencia

Camino de Vera s/n, E-46071 Valencia, Spain

## ABSTRACT

On-body UWB signal propagation is analyzed using two different types of UWB antennas. For the study, measurements of the frequency response by means of a VNA (Vector Network Analyzer) are performed at 2001 discrete frequency points in the 3 to 6 GHz range. Separated measures are taken for four different transmitter positions on the head and six receiver positions on the body. Channel estimation parameters, such as mean excess delay, delay spread and path loss are obtained. Results are similar for both types of antennas regarding path loss exponent and Average Power Delay Profiles.

## I. INTRODUCTION

Wireless Body Area Networks (WBAN) are wireless communication networks where either the transmitter, the receiver or both are placed on the human body. Nowadays, with the raising number of applications in health-monitoring and telemedicine, characterization of the channel behavior involving the human body is becoming increasingly important.

Body-worn devices must be permanently available and, at the same time, operate at a low transmission power, not only because of the body proximity but also in order to extend battery life. In such scenario, Ultra Wideband (UWB) technology appears as an appropriate solution for wireless communication, providing considerable transmission rates at a relatively low power consumption cost.

In the literature, several measurements and models of the UWB channel for indoor and outdoor propagation can be found [1],[2]. Some studies try to model the effects of the human body interfering a wireless network by interposing a person between two antennas [3]. Others[4] consist on measurement campaigns where only the transmit antenna is placed on the body. Additionally, studies performed by Alomani et al [5], [6] place both antennas on the body, but the focus lies in finding out which kind of antennas are best fitted to be used in WBAN channel estimation. Finally, characterization of the channel with transmitter and receiver antennas along the torso is performed in [7]. Despite the above studies, there are few works that take into account the human head. Zasowski et al [8] and [9] demonstrate the propagation mechanisms on the head, like diffraction or absorption, but without an exhaustive analysis of the propagation channel.

The objective of this work is to study the behavior of the UWB channel surrounding the body in a usual office environment for an specific application: the transmission of signals recorded from the head to a device such as a mobile phone

or a PDA that the same person is carrying. To the authors' knowledge, such kind of study has not yet been published. The measurement campaign was carried out in the office environment to obtain a realistic channel model. For comparison, each measurement was repeated using two types of antennas with similar characteristics but provided by different manufacturers.

In this paper, section II. describes the measurement setup. Section III. presents and discusses measurement results for both types of antennas and implications for receiver design. Finally, section IV. deals with conclusions and further work.

## II. MEASUREMENT SETUP

Measurements were performed in an large office room (8m x 17m) with metallic furniture like desks or cabinets. A Vector Network Analyzer (VNA) was used and the complex frequency transfer function of the channel, S-parameter  $S_{21}$ , was recorded for a large set of discrete frequencies in the range from 3 to 6 GHz. The particular vector network analyzer was the ZVA24 model from Rhode & Schwarz. This analyzer allows measuring magnitude and phase of a signal from 10 MHz to 24 GHz with up to 135 dB dynamic range. Two antennas are connected to the VNA by means of 5m length RG-223 cables. These cables are suitable for working in ranges up to 12.4 GHz and their attenuation will not affect the measure thanks to the calibration process of the VNA.

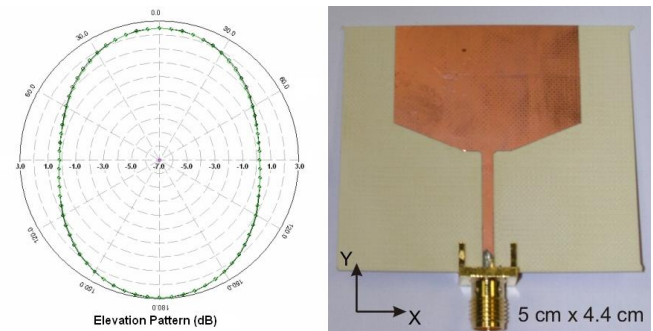


Figure 1: iTEAM UWB antenna (right) and its radiation pattern in the XZ plane at 3.1 GHz (left)

With respect to the antennas, two types of omnidirectional antennas were selected. First, a pair of antennas provided by Wisair, suitable for UWB measures and, second, a pair of UWB antennas designed and manufactured by the iTEAM. Figure 1 shows the latter antenna type together with a representation of its radiation pattern in the XZ plane. The antenna presents similar behavior in the rest of planes. Considering the frequency

domain, as one can see in figure 2,  $S_{11}$  has a relatively flat response for the frequency range used in our channel measurements (3-6 GHz).

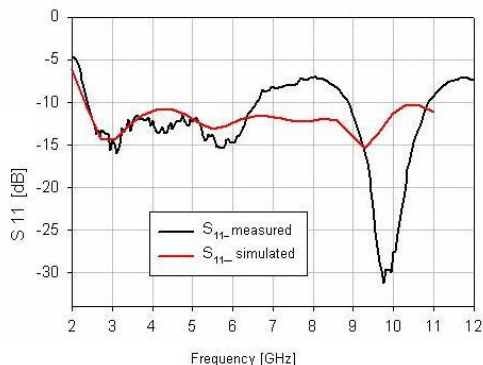


Figure 2:  $S_{11}$  versus frequency for the iTEAM UWB antenna

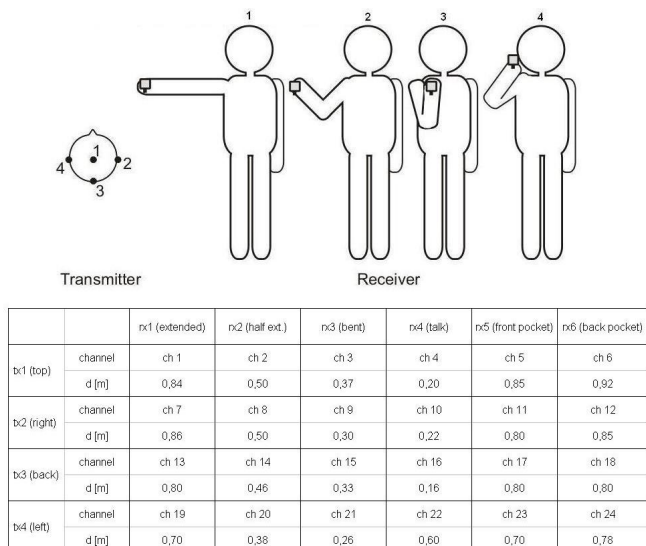


Figure 3: Transmitter and receiver locations.

As depicted in figure 3, several measurements were performed corresponding to different positions of the antennas. The transmitter was placed on the head at four different locations: top, right side, left side and back of the head, while, given that the receiver is expected to be a hand-held device, receiver antenna was placed at six probable hand-held device locations along the body: in the hand with extended arm, in the hand with half extended arm, in the hand with the arm flexed to the chest, near the ear (talking on the phone), in the front pocket and in the back pocket. Measurements between each transmitter and each receiver result in 24 different arrangements corresponding to 24 different propagation channels. The table in figure 3 shows the transmitter and receiver positions together with the corresponding channel number and the distance of the link.

For each channel, measurement of 2001 discrete frequency points in the 3 to 6 GHz range was repeated 200 times. To

ensure enough dynamic range, a transmission power of 0 dBm was used and to include even the further reflections, 600 ns of the signal were recorded. Finally, the average of the 200 measures was then calculated in order to reduce the error due to channel variability.

### III. MEASUREMENT RESULTS AND DISCUSSION

Measured UWB links correspond to very different propagation cases, given that in some of them there is a LOS link between transmitter and receiver while in others there is shadowing by the body. This results in different propagation conditions for each of the cases and, therefore, characterization parameters corresponding to the different types of such links are expected to differ considerably due to link geometry variability.

#### A. Path loss

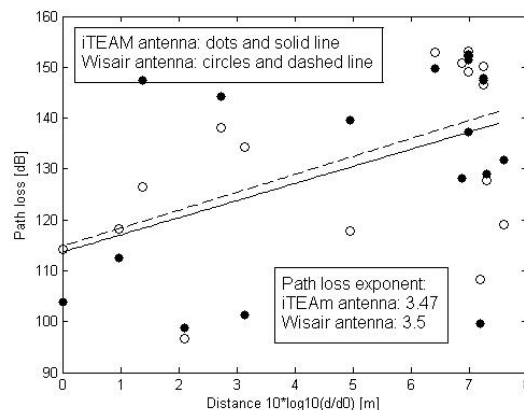


Figure 4: Path loss for on-body channels using iTEAM UWB antennas (solid) and Wisair antennas (dashed). Linear models by best fit are also shown.

Figure 4 shows the measured path loss for each of the 24 static channels versus the logarithmic distance between transmitter and receiver normalized to the minimum link distance (20cm). Measures corresponding to the two types of antennas are separated (iTEAM antenna: dots and solid line, Wisair antenna: circles and dashed line). One can note that the calculated path loss increase exponent is consistent regardless of the antenna. Path loss variability comparing all the measured channels amounts to 55 dB.

#### B. Averaged power delay profile

Figures 5 to 8 show calculated Average Power Delay Profiles (APDP) for each measured channel. Figure 5 presents the subset of channels corresponding to the transmitter position 1 and receiver at the 6 defined positions. Analogously, figures 6 to 8 correspond to measures for transmitter positions 2 to 4. Moreover, APDPs for each of the two types of antennas are grouped in pairs corresponding to the same channel. For the sake of clarity, channel number and antenna type are labeled in the y-axis and channels are ordered with respect to the increasing distance between transmitter and receiver.

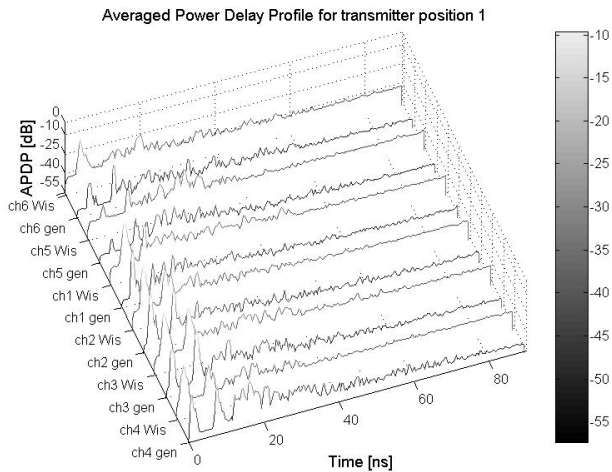


Figure 5: Averaged Power Delay Profiles for channels corresponding to transmitter in position 1.

From the Averaged Power Delay Profiles (APDPs), different signal contribution clusters can be observed. The first cluster, constituted by peaks from 1 to 6 ns, corresponds to contributions of paths around the body, while clusters starting from 8 ns are due to reflections on the various environment surfaces.

For transmitter position 1, measures with both antennas are similar in most cases. In general one can observe a first Multi-Path Component (MPC) cluster with a strong peak corresponding to the contribution from the direct path. Peak position increases gradually from 1 to 4 ns as the distance between transmitter and receiver increases. After the first MPC there is a silence lasting for 2-3 ns until the next MPC corresponding to the first reflection arrives. First reflected contributions start at 8 ns and are due to the floor and the ceiling. Channel 6, which corresponds to the receiver positioned in the back pocket presents a differing measure for the two antennas. While Wisair APDP presents a much stronger direct path component, it lacks a significant reflection peak coming from a near surface. Such disagreement arises from differences between the antennas' radiation patterns in the YZ plane.

In figure 6 we can see the APDPs for the channels where the transmitter is in position 2 (right side of the head) and receiver is in each of the 6 positions along the left side of the body. In this case there is strong shadowing created by the body between transmitter and receiver. From these APDPs one can see that direct path contributions are much smaller than for the previous case seen in figure 5. It is also noticeable a slight difference between measures taken with the two types of antennas. Measures with Wisair antenna show stronger peaks in the first MPC cluster.

In figure 7 (transmitter in the back of the head and the receiver at 6 positions along the left side of the body), it is specially important to see that there is one channel (channel 17) with almost flat APDP for both antennas. This channel corresponds to the receiver in the front pocket. In this case shadowing created by the body and possible cancelation of reflections

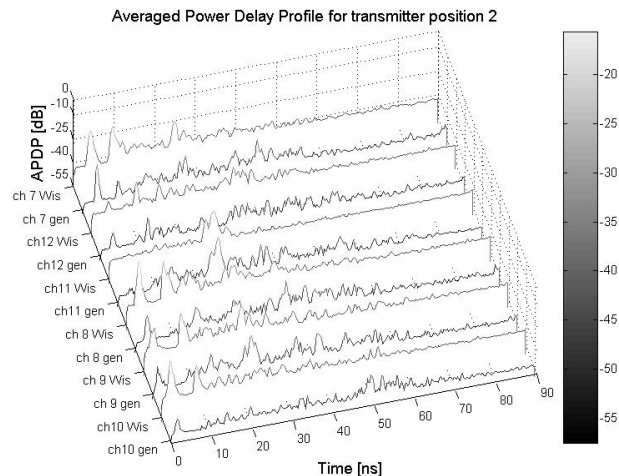


Figure 6: Averaged Power Delay Profiles for channels corresponding to transmitter in position 2.

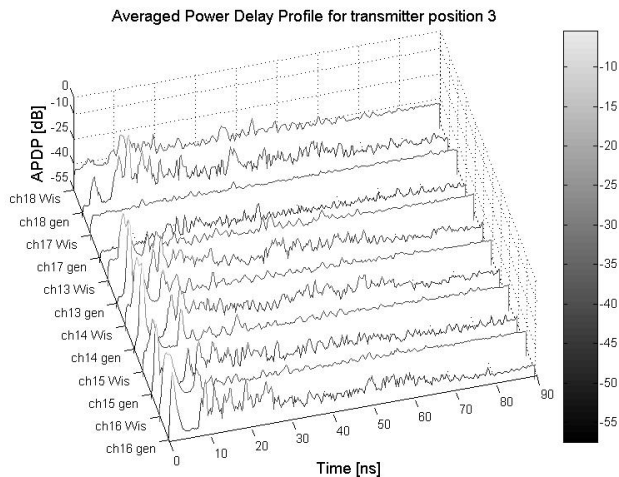


Figure 7: Averaged Power Delay Profiles for channels corresponding to transmitter in position 3.

by the antenna radiation pattern are the reason of the lack of strong peaks.

In figure 8 one can observe that the lack of strong contributions mentioned for channel 17 is repeated for channel 23, which is also the one with the receiver in the front pocket.

### C. Mean delay of strongest and first echo, mean excess delay and delayspread

Figure 9 shows the Mean Delay of Strongest Echo MDSE for iTEAM and Wisair antenna plotted for the different distances of the evaluated links. The links which are LOS are represented separately from those which are NLOS. As it can be observed, for both antennas the results are quite similar. The linear increase for LOS and NLOS channels for both antennas are similar. As expected, the LOS channels show an smaller MDSE than the NLOS channels, for both antennas. Also, as expected, for the NLOS channels the distance is more relevant

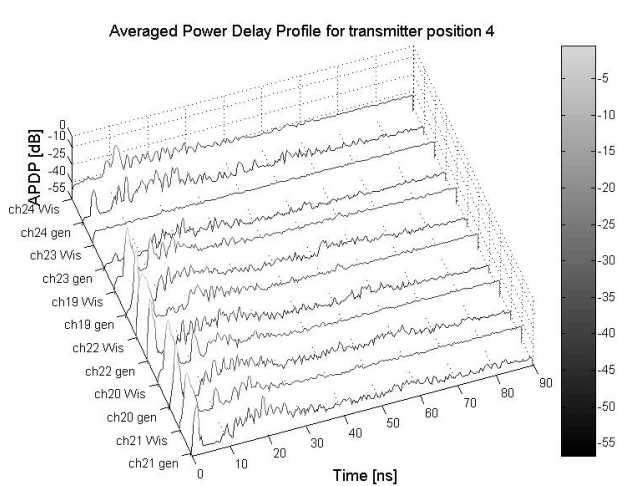


Figure 8: Averaged Power Delay Profiles for channels corresponding to transmitter in position 4.

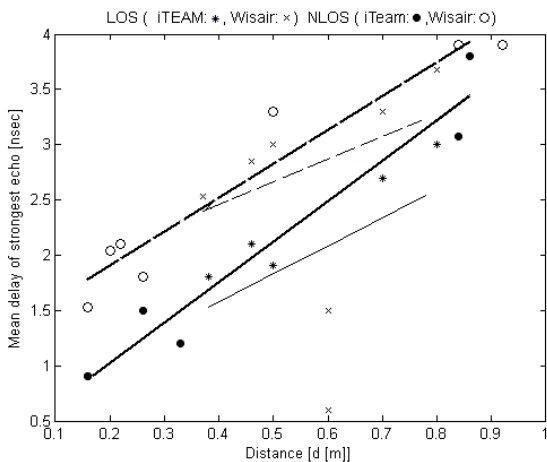


Figure 9: Mean Delay of Strongest Echo for iTEAM (solid) and Wisair (dashed) for LOS and NLOS channel. Linear models by best fit are also shown.

in the MDSE than for the LOS channels. The larger slope of the linear fit for NLOS channels (for both antennas) makes this relationship apparent. The main difference between the two evaluated antennas is that the Wisair antenna shows a larger MDSE than the iTEAM antenna for both LOS and NLOS channels. This is due to the poor adaption of the Wisair antenna leading to phase shift and MDSE enlargement. To characterize the APDP the delayspread  $\tau_{rms}$  is calculated as the square root of the second central moment of  $|h(\tau)|^2$ . The mean  $\tau_{rms}$  for iTEAM and Wisair antenna classified per LOS and NLOS channels is shown in Table 1. As expected, for NLOS the delayspread is larger than for LOS channels. Also in this case, the poor adaptation of the Wisair antenna leads to a larger delayspread (in both cases LOS and NLOS) than that obtained with iTEAM antenna.

As an example of these relationships figure 10 shows the APDP measured with the iTEAM antenna (top) and the Wisair

		Delayspread [ns]
iTEAM	LOS	0.2484
	NLOS	1.0198
Wisair	LOS	0.4932
	NLOS	1.1096

Table 1: Delayspread for LOS and NLOS channels, for iTEAM and Wisair antennas.

antenna (bottom) for LOS and NLOS channels. As it can be observed, the delayspread is much larger for NLOS than for LOS channel.

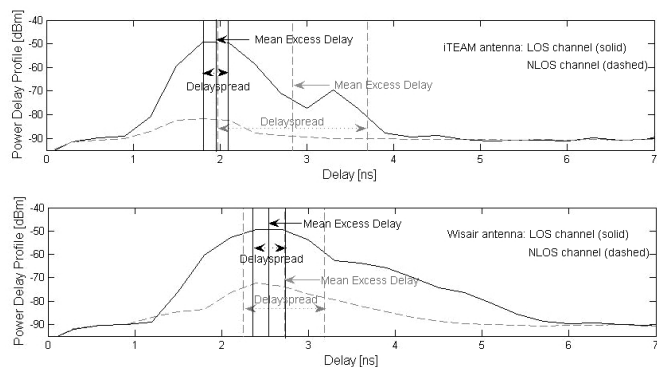


Figure 10: Averaged Power Delay Profiles for iTEAM and Wisair antenna: Mean Excess Delay and Delayspread.

Compared to the results obtained for the MDSE, also in the case of the Mean Delay of First Echo MDFE both the iTEAM and the Wisair antenna show similar behavior. In figure 11, the MDFE for two different transmitter positions, namely 4 (top) and 2 (bottom) is depicted. The MDFE is larger for the Wisair antenna than for the iTEAM antenna due to poor adaptation of the Wisair antenna. The slopes of the linear fits are similar for both antennas.

Figure 12 (top) shows both the MDSE (black circles) and the MDFE (grey squares) for all measured channels with the iTEAM antenna. For those measurements, where MSFE and MDSE are the same, only the MDFE is represented. Additionally, the arrival time of the first non-direct path contribution (reflection on ceiling or floor) is represented for each channel (black line). As it can be observed from figure 12 (top), for all LOS channels, the MDSE is smaller than the arrival time of the first non-direct path contribution. In figure 12 (bottom) the percentage of receiver power is represented for all channels. In fact, here it is shown the relation between the power collected up to the first non-direct path contribution arrival time and the total received power. As it can be observed, for those channels that present the MDSE after the arrival time of the first non-direct path contribution (represented in black dots), the relative power sinks below 10% of the total received power. For the other channels, a receiver using power up to the first non-direct

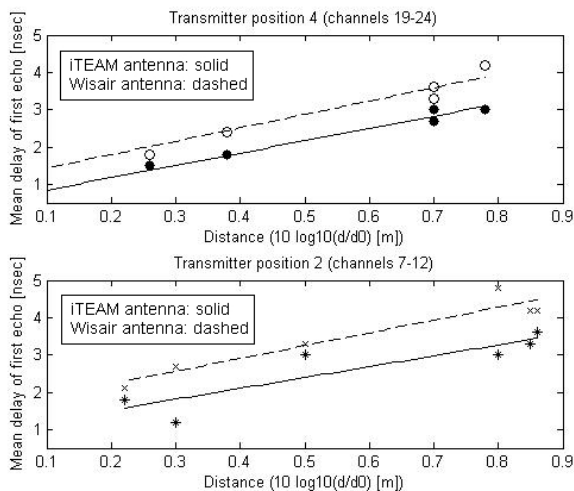


Figure 11: Mean Delay of First Echo for transmitter position 4 and 2.

path contribution ensures a useful power percentage of more than 20%. LOS channels present better average power relation of 42% than NLOS channels with 10.5%.

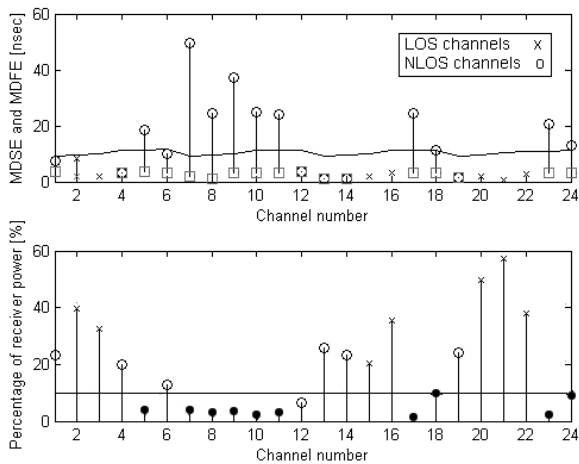


Figure 12: MDSE and MDFE for LOS and NLOS channels (top) and receiver power percentage (bottom).

#### IV. CONCLUSIONS AND FURTHER WORK

In the present work, UWB on-body channel measurements are performed in an office environment and channel characteristics are studied for 24 different combinations of transmitter and receiver positions. Furthermore, separate measures are taken for two types of UWB antennas.

As we have seen in the previous section, the studied antennas show only a slightly different effect on the measures. The difference becomes relatively more significant for channels where the line of sight is in the YZ plane of the radiation pattern, therefore, the effects of the proximity of the body to the antenna's radiation pattern in the YZ plane should be further studied. All in all, the path loss increase exponent is consistent

regardless of the antenna and path loss variability comparing all the measured channels amounts to 55 dB.

From APDPs different signal contribution clusters are observed: The first cluster constituted by peaks from 1 to 6 ns corresponds to contributions of paths around the body, while clusters starting from 8 ns are due to reflections on the various environment surfaces. For strong body-shadowing channels (NLOS), the direct path contributions are much smaller than for LOS links.

Analyzing MDSE, MDFE and delayspread it is concluded that the linear increase of MDSE with distance for LOS and NLOS channels for both antennas are similar. As expected, the LOS channels show a smaller MDSE than the NLOS channels and for NLOS channels the distance is more relevant in the MDSE than for the LOS channels, for both antennas. For NLOS the delayspread is larger than for LOS channels. Poor adaptation of the Wisair antenna leads to phase shift and causes augmentation of MDSE, MDFE and delayspread.

Results have also shown that signal contributions arriving at the receiver that correspond to paths around the body are subject to severe fluctuations depending on the transmitter and receiver locations. Therefore, when it comes to the design of the receiver it will be necessary to use signal coming from ceiling or floor reflection in order to increase the signal to noise ratio.

#### REFERENCES

- [1] Andreas F. Molisch "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling" *IEEE Transactions on Vehicular Technology* vol. 54, no. 5, 2005.
- [2] A. Muqaibel and A. Safaai-Jazi and A. Attiya and B. Woerner and S. Riad "Path-Loss and Time Dispersion Parameters for Indoor UWB Propagation" *IEEE transactions on wireless communications* vol. 5, no. 3, 2006.
- [3] I. Zoubir and J. Dacuña and G.J.M. Janssen and H. Nikookar "UWB Channel Measurements and Results for Wireless Personal Area Networks Applications" in *Proceedings of the European Conference on Wireless Technology*, 2005, pp. 189-192
- [4] T.B. Welch and R.L. Musselman and B.A. Emessiene and P.D. Gift and D.K. Choudhury and D.N. Cassadine and S.M. Yano "The effects of the human body on UWB signal propagation in an indoor environment" *IEEE Journal in selected areas in communications* vol. 20, no. 9, 2002.
- [5] A. Alomainy and Y. Hao and C.G. Parini and P.S. Hall "Comparison Between Two Different Antennas for UWB On-Body Propagation Measurements" *Antennas and Wireless Propagation Letters* vol. 4, 2005.
- [6] A. Alomainy and Y. Hao "Radio Channel Models for UWB Body-Centric Networks with Compact Planar Antenna" in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2006, pp. 2173-2176
- [7] T. Zasowski and F. Althaus and M. Stäger and A. Wittneben and G. Tröster "UWB for noninvasive wireless body area networks: Channel measurements and results" in *Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003.
- [8] T. Zasowski and G. Meyer and F. Althaus and A. Wittneben "Propagation Effects in UWB Body Area Networks" in *Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2005, pp. 16-21
- [9] T. Zasowski and G. Meyer and F. Althaus and A. Wittneben "UWB Signal Propagation at the Human Head" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* vol. 54, no. 4, 2006.



# UWB Channel measurements for measures for hand-portable and wearable devices

Cristina Tarín Lara Traver Paula Martí Narcís Cardona Juan A. Díaz Marta Cabedo  
Telecommunication and Multimedia Applications Institute (iTEAM)  
Technical University of Valencia  
Camino de Vera s/n, E-46071 Valencia, Spain  
{critasa,latrase,paumarro,ncardona,judiase,marcafab}@iteam.upv.es

## Abstract

*On-body UWB signal propagation is analyzed for propagation channels surrounding the body in an usual office environment for an application requiring the transmission of signals recorded from the head to a device such as a mobile phone or a PDA carried by the subject or also from the transmitter on the head to other devices located along the body. For the study, measurements of the frequency response by means of a VNA (Vector Network Analyzer) are performed at 2001 discrete frequency points in the 3 to 6 GHz range. Channel estimation parameters, such as mean excess delay, delay spread and path loss are obtained. Results show that for the transmitter located on top of the head best average performance is achieved facilitating the receiver design. Energy can also be captured from multipath reflections in the office environment providing better performance when using adaptive receivers.*

## 1. Introduction

Wireless Body Area Networks (WBAN) are wireless communication networks where either the transmitter, the receiver or both are placed on the human body. Nowadays, with the raising number of applications in health-monitoring and telemedicine, characterization of the channel behavior involving the human body is becoming increasingly important.

Body-worn devices must be permanently available and, at the same time, operate at a low transmission power, not only because of the body proximity but also in order to extend battery life. In such scenario, Ultra Wideband (UWB) technology appears as an appropriate solution for wireless communication, providing considerable transmission rates at a relatively low power consumption cost.

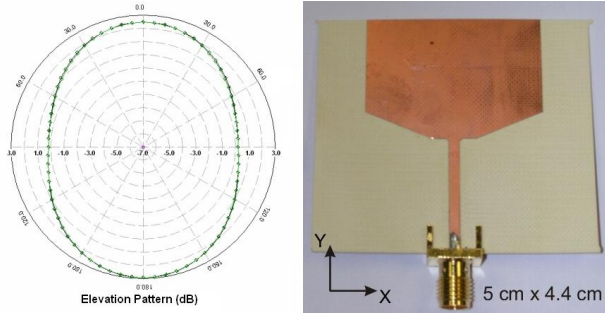
In the literature, several measurements and models of the

UWB channel for indoor and outdoor propagation can be found [1], [2]. Some studies try to model the effects of the human body interfering a wireless network by interposing a person between two antennas [3]. Others [4] consist on measurement campaigns where only the transmitter antenna is placed on the body. Additionally, studies performed by Alomani et al. [5] place both antennas on the body, but the focus lies in finding out which kind of antennas are best fitted to be used in WBAN channel estimation. Finally, characterization of the channel with transmitter and receiver antennas along the torso is performed in [6]. Despite all the above studies, it has been found that there are few works taking into account the human head.

The objective of this work is to study the behavior of the UWB channel surrounding the body in an usual office environment for a specific application: the transmission of signals recorded from the head to a device such as a mobile phone or a PDA that the person is carrying or also from the transmitter on the head to other devices located along the body. In future medical applications those devices would be either monitoring or active devices. To the authors' knowledge, such kind of study has not yet been published.

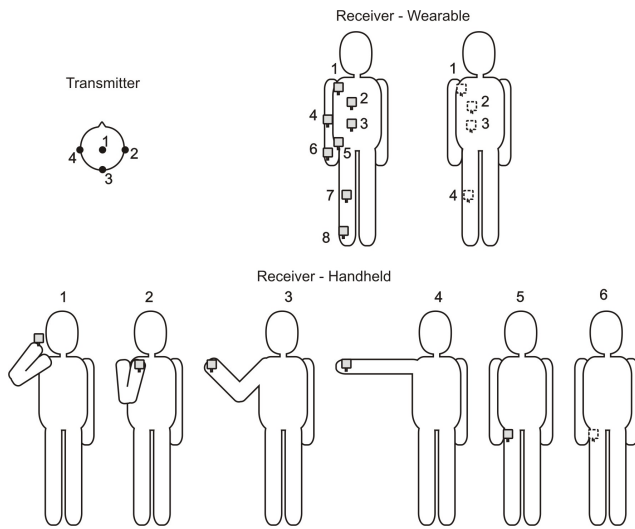
## 2. Measurement setup

Measurements are performed in a large office room (8m x 17m) with metallic furniture. A Vector Network Analyzer (VNA) is used and the complex frequency transfer function of the channel, S-parameter  $S_{21}$ , is recorded. Specifically, the particular VNA is the ZVA24 model from Rhode & Schwarz. This analyzer allows measuring magnitude and phase of a signal from 10 MHz to 24 GHz with up to 135 dB dynamic range. Two antennas are connected to the VNA by means of 5m length RG-223 cables. These cables are suitable for working in ranges up to 12.4 GHz and their attenuation will not affect the measure thanks to the calibration process of the VNA.



**Figure 1. iTEAM UWB antenna (right) and its radiation pattern at 3.1 GHz (left)**

With respect to the antennas, a pair of UWB antennas designed and manufactured by the iTEAM are used. Figure 1 shows one of the antennas together with a representation of its radiation pattern in the XZ plane. Considering the frequency domain,  $S_{11}$  has a relatively flat response for the measured frequency range (3-6 GHz).



**Figure 2. Transmitter and receiver locations.**

As depicted in Fig. 2, several measurements are performed corresponding to different positions of the antennas. The transmitter is placed on the head at four different locations: top, right side, left side and back of the head. Receiver is according to two different types of applications. First, for applications where the receiver is a handheld device, receiver antenna is placed at six probable handheld device locations along the body: in the hand with extended arm, in the hand with half extended arm, in the hand with the arm flexed to the chest, near the ear (talking on the phone), in the front pocket and in the back pocket. Second, assuming the receiver would be a wearable device, locations

of the receiving antenna are set along 12 different positions along the front and back of the human body. Measurements between each transmitter and each receiver result in a total of 72 different arrangements corresponding to 72 different propagation channels. Table 1 shows the transmitter and receiver positions together with the corresponding channel number and the distance of the link.

Receiver position	Channel nr.	Link distance [m]			
		TX1	TX2	TX3	TX4
<b>Wearable front</b>					
1	1	0.35	0.33	0.3	0.2
2	2	0.4	0.36	0.35	0.3
3	3	0.6	0.5	0.5	0.5
4	4	0.7	0.65	0.55	0.57
5	5	0.8	0.7	0.7	0.6
6	6	0.9	0.85	0.8	0.77
7	7	1.25	1.05	1.1	1.1
8	8	1.6	1.5	1.4	1.4
<b>Wearable back</b>					
1	9	0.42	0.35	0.27	0.3
2	10	0.5	0.4	0.32	0.4
3	11	0.7	0.55	0.5	0.54
4	12	1.25	1.1	1	1.1
<b>Handheld</b>					
1	13	0.84	0.86	0.8	0.7
2	14	0.5	0.5	0.46	0.38
3	15	0.37	0.3	0.33	0.26
4	16	0.2	0.22	0.16	0.6
5	17	0.85	0.8	0.8	0.7
6	18	0.92	0.85	0.8	0.78

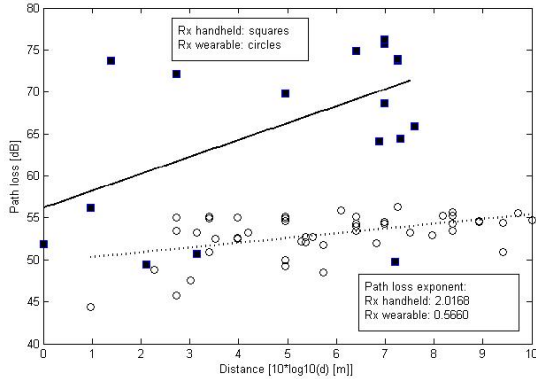
**Table 1. Transmitter and receiver positions with channel number and link distance.**

For each channel, measurement of 2001 discrete frequency points in the 3 to 6 GHz range was repeated 200 times. To ensure enough dynamic range, a transmission power of 0 dBm was used and to include even the further reflections, 600 ns of the CIR (Channel Impulse Response) were recorded. Finally, the average of the 200 measures was then calculated in order to reduce the error due to channel variability.

### 3. Measurement results and discussion

Measured UWB links correspond to very different propagation cases, given that in some of them there is a LOS link between transmitter and receiver while in others there is shadowing by the body. This results in different propagation conditions for each of the cases and, therefore, characterization parameters corresponding to the different types of such links are expected to differ considerably.

### 3.1. Path loss



**Figure 3. Path loss for channels with handheld and wearable receiver.**

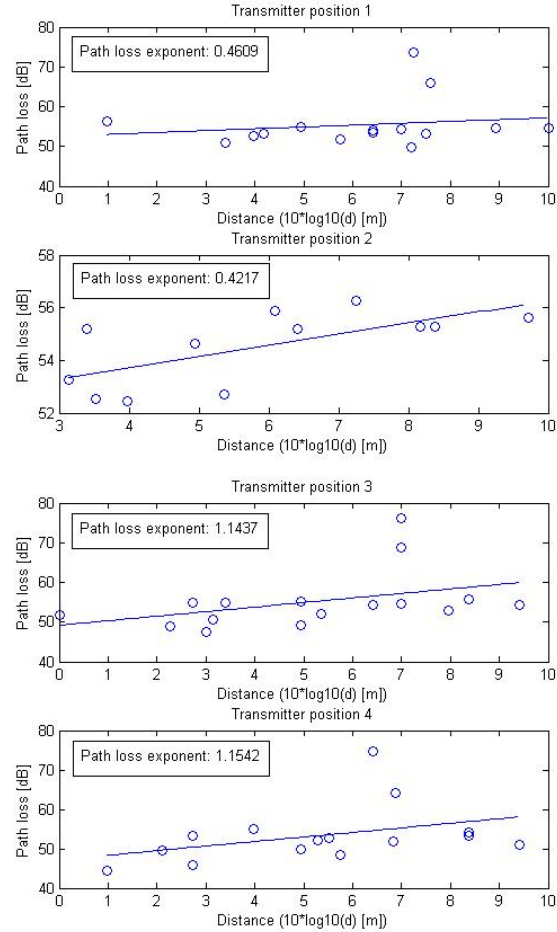
Figure 3 shows the measured path loss for each of the 72 static channels (except for those channels which offer direct line of sight LOS) versus the logarithmic distance between transmitter and receiver normalized to the minimum link distance. Measures corresponding to the two types of channels are marked by squares for the handheld receiver device and circles for the wearable receiver device.

One can note that for channels with handheld receiver the path loss variability amounts to 25 dB while for the channels with wearable receiver it reduces to 10 dB. In addition, it can be observed that the mean path loss for channels with handheld receiver is larger than for those with wearable receiver. Both issues can be explained with the fact that the shadowing produced by the head is much more significant for channels with the receiver in handheld positions than for those where the receiver is located at wearable sites along the body. In fact, the more meaningful the shadowing gets, the greater becomes the attenuation reverting in a path loss increase.

Figure 4 shows the path loss together with the linear fits of 72 measured static channels sorted by the transmitter position. It can be observed that the path loss is similar for transmitter positions 1 and 2, which is represented by the path loss exponents. On the other hand, also the path loss obtained for transmitter positions 3 and 4 are similar (similar path loss exponents). In fact, transmitter positions 3 and 4 are those which offer more probability of LOS links than transmitter positions 1 and 2.

### 3.2. Averaged power delay profile

Figures 5 and 6 show calculated Average Power Delay Profiles (APDP) for each of the 72 different measured



**Figure 4. Path loss transmitter positions 1-4.**

channels. For each transmitter position, individual channel APDPs have been grouped in 3 sets along the y axis corresponding to: first, 8 positions for a wearable sensor along the front part of the body, second, 4 positions for a wearable sensor on the back part of the body and, third, 6 positions for a hand-held device. For the sake of clarity, the receiver positions are labeled along the y-axis and, among members of the same group, channels are ordered with respect to the increasing distance between transmitter and receiver.

Looking globally at the whole set of measured APDPs, one can clearly differentiate separate signal contribution clusters. First, a Multi-Path Component (MPC) cluster constituted by peaks from 1 to 6 ns and corresponding to contributions of paths around the body, followed by a small period of silence and a second cluster starting from 8 ns and originating from reflections on the various environment surfaces.

For transmitter position 1, it can be observed that the strongest peak falls on the first MPC Cluster in handheld receiver related channels, whereas for wearable receiver posi-

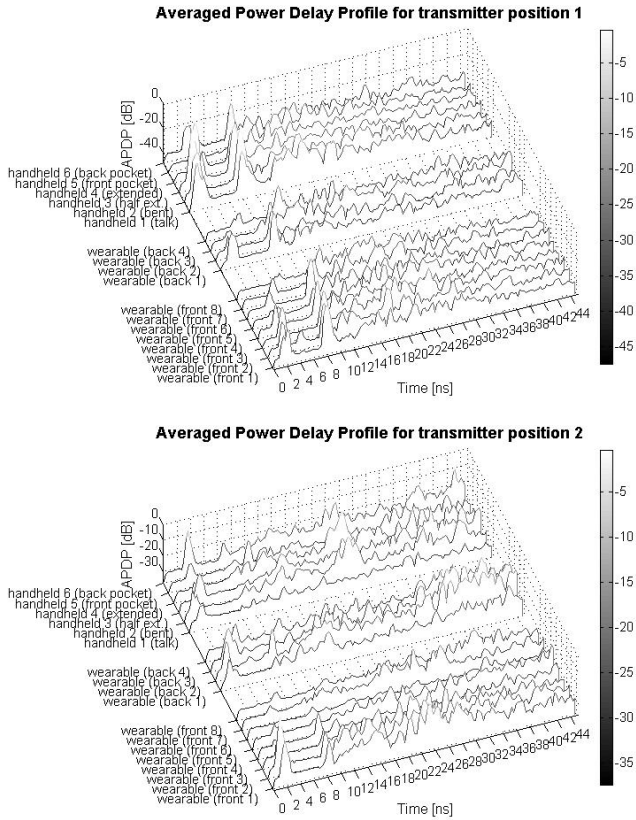


Figure 5. APDP for transmitter positions 1-2.

tions it lies in the second MPC. This MPC cluster starts just after 8 ns and corresponds to reflections on the surrounding surfaces, mainly the floor and the ceiling. Such difference is due to body shadowing given that the transmitter is on the top of the head and receiver is along the body. On the other hand, the common pattern for all the channels is the existence of a strong contribution before 6 ns and a second one after 8 ns. Delayed position of the peaks with the increasing distance can be observed. However, there is an exception for channels corresponding to receiver positions 'front 7', 'front 8' and 'front pocket', in which peaks in both first and second clusters are very weak.

When it comes to transmitter at position 2, the receiver positions are all on the opposite side. Therefore the majority of channels related to transmitter position 2 are NLOS channels. Furthermore, strong shadowing from the body is expected in them. Looking at the plotted results, one can see that, indeed, there are some channels with very weak peaks in the first and second MPC clusters; namely, channels for wearable receiver at front positions 3 to 8.

Comparing with transmitter position 1, in transmitter position 2, the MPCs from the first cluster before 6 ns dominate, while the ones corresponding to reflections on the ceil-

ing and floor do not contribute as strongly to the total power as for position 1. On the other hand, in an analogous way as for transmitter position 1, channels along the front part of the body from 3 to 8 suffer from very strong shadowing of the body and the direct path contribution is almost null. This fact, together with the lack of a strong reflection peak produced by the ceiling or the floor, suggest that the receiver power may be eventually low for this transmission arrangements and that will have receiver design implications. For the positions on the back part of the body the power is distributed similarly, with only some more weight for the first cluster components. Finally, for handheld device positions, there is an important direct-path contribution and also the ceiling or floor contributions are lacking. However, a later peak appears around 20 ns and is probably due to the room walls.

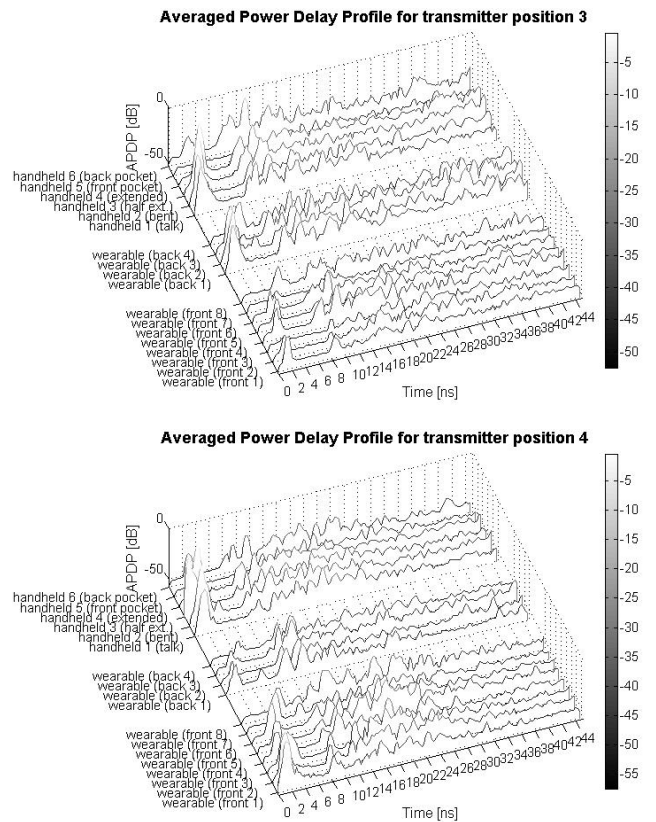


Figure 6. APDP for transmitter positions 3-4.

For transmitter position 3, it can be observed from the APDPs that direct path or LOS contributions are strong for all the channels with receiver at handheld positions and at wearable back part of the body positions. However, as it can be expected, channels with receiver in the front part of the body are lacking a clear contribution before 8 ns. There is one channel, the one with the receiver in the front pocket,

which shows almost flat APDP. In this case shadowing created by the body and possible cancelation of reflections by the antenna radiation pattern are the reasons behind the lack of strong peaks.

Finally, for transmitter position 4, the remarkable characteristics of these APDPs are that, all the wearable along the body positions and the handheld positions present strong direct-path contributions, whereas for back part of the body and front and back pocket positions there is low power concentration before 6 ns. Similarly to the transmitter position 3 case, one can observe that the lack of any strong MPC for the channel with the receiver at the front pocket is repeated here.

### 3.3. Mean excess delay and delay spread, mean delay of strongest and first echo

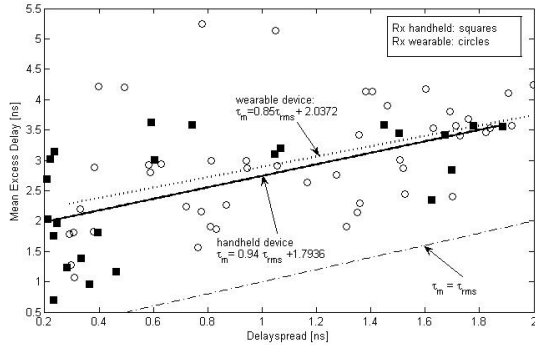


Figure 7. Mean excess delay vs. delay spread.

To characterize the power delay profile, the mean excess delay  $\tau_m$  and the delay spread  $\tau_{rms}$  are used, represented in Fig. 7 for both types of channels (handheld receiver and wearable receiver). As it can be observed from Fig. 7, the linear fits for both types of channels are very similar. Moreover, it can be noted that for all of the 72 measured channels  $\frac{\tau_m}{\tau_{rms}} > 1$ . This means that in general the power concentration is not tight, energy arrives distributed all over the power delay profile and not concentrated at the earliest part.

Figure 8 shows both the Mean Delay of Strongest Echo MDSE ('\*' for wearable device, '◇' for handheld device) and the Mean Delay of First Echo MDFE ('o' for wearable device, '□' for handheld device) for all measured channels ordered by transmitter position 1-4. Additionally, the arrival time of the first non-direct path contribution (reflection on ceiling or floor) is represented for each channel (black line). As it can be observed from Fig.8, some of the measured channels, such as channel 5 transmitter position 1 and 2, present a very large MDSE (around 20 ns and 55 ns, respectively). For these channels, the APDP is al-

most flat and therefore power contribution of the first echo and the power contribution of the strongest echo is similar, not showing any pronounced echo. It shall be pointed out, that for the transmitter in position 1, 3 and 4 the percentage of channels with this particular characteristic is much lower (11.1%, 22.2% and 27.7% respectively) than for transmitter in position 2 (72.2%). In sight of these results it can be concluded that transmitter positions 1, 3 and 4 provide better signal characteristics, which is due to the fact that the echoes from the ceiling are meaningful for transmitter position 1 and 3 and that the direct path is considerable for transmitter position 4. The shadowing is more significant for transmitter position 2, which corresponds to the lateral site of the head opposite to the receiver. When it comes to receiver positions at the back part of the body (channels 8-12) best performance is observed for transmitter position 3 due to the fact that more power is received from the direct contribution.

In Fig. 8, the percentage of receiver power is represented for all 72 channels, also ordered by transmitter positions from 1 to 4. In fact, here it is shown the relation between the power collected up to the first non-direct path contribution arrival time and the total received power. For those channels that present the MDSE after the arrival time of the first non-direct path contribution (represented by '△'), the relative power sinks below 10% of the total received power. All LOS channels (represented by '▽') present a relative useful power relation larger than 10% (see channels 14 and 15 for transmitter position 1, channels 15 and 16 for transmitter position 3, channels 13, 15 and 16 for transmitter position 4). As it can be observed, these LOS channels present the highest useful power relation: near 60% for channel 13 of transmitter position 4. Again, for transmitter positions 1, 3 and 4 better performance is observed as shadowing is not so significant.

## 4. Conclusions

In the present work, UWB on-body channel measurements are performed in an office environment and channel characteristics are studied for 72 different combinations of transmitter and receiver positions. The transmitter is located on 4 different emplacements on the head, while the receiver is placed on 18 different handheld or wearable positions around the human body.

Results show that, for channels with handheld receiver the mean path loss and its variability are higher than for channels with wearable receiver. The shadowing produced by the head is much more significant for channels with the receiver in handheld positions than for those where the receiver is located at wearable sites along the body. Best results are achieved when the transmitter is located at the top of the head, back head and lateral of the head close to re-

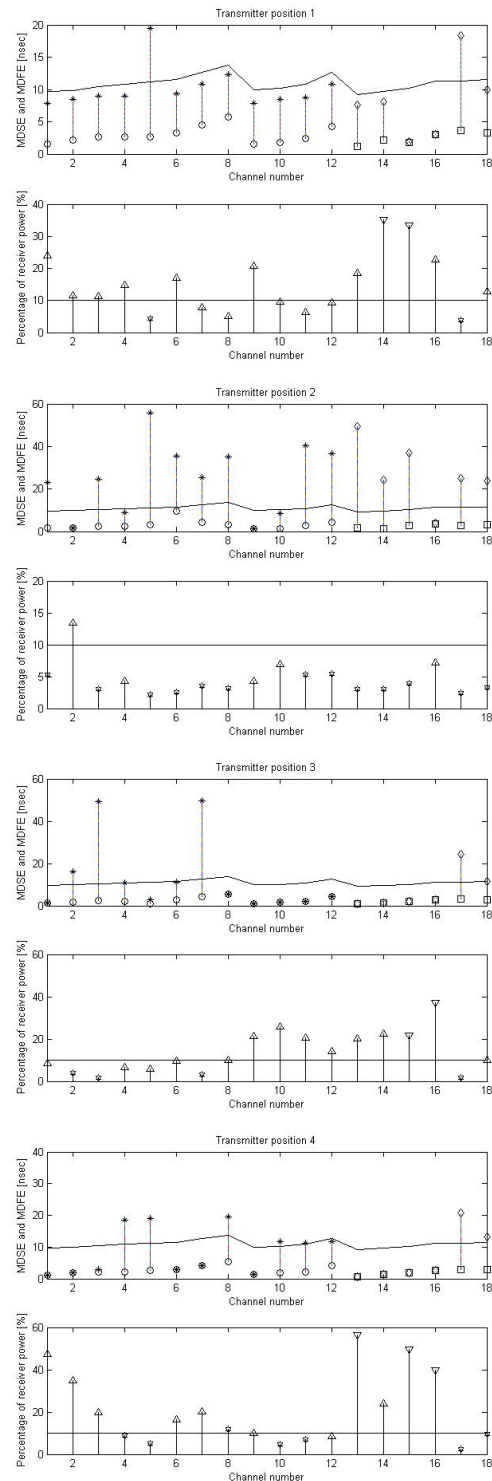
ceiver emplacements, while the lateral of the head opposite site of receiver emplacements leads to poorer characteristics.

From calculated APDPs, similar conclusions to those above can be extracted. The smaller time figures are obtained for channels corresponding to transmitter positions 4 and 1, in this order. The longer energy-span windows correspond to channels for transmitter position 2.

To characterize the APDPs, the mean excess delay and the delay spread are used. The time dispersion of the UWB pulses are characterized by the ratio of the average arrival time to the spread of the arrival time resulting in a poor power concentration: energy arrives distributed all over the power delay profile and not concentrated at the earliest part. Analyzing the MDSE and MDPE together with the delay spread the achieved results are coherent showing that transmitter position 2 performs quite poorly thus, transmitter positions 1, 3 and 4 with best average performance facilitating the receiver design.

## References

- [1] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, september 2005.
- [2] A. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Attiya, B. Woerner, and S. Riad, "Path-loss and time dispersion parameters for indoor uwb propagation," *IEEE transactions on wireless communications*, 2006.
- [3] Z. Irahauten, J. Dacuña, G. J. Janssen, and H. Nikookar, "Uwb channel measurements and results for wireless personal area networks applications," in *The European Conference on Wireless Technology, 2005*, October 2005.
- [4] T. B. Welch, R. L. Musselman, B. A. Emessiene, P. D. Gift, D. K. Choudhury, D. N. Cassadine, and S. M. Yano, "The effects of the human body on uwb signal propagation in an indoor environment," *IEEE Journal in selected areas in communications*, december 2002.
- [5] A. Alomainy and Y. Hao, "Radio channel models for uwb body-centric networks with compact planar antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, July 2006.
- [6] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stäger, A. Wittneben, and G. Tröster, "UWB for noninvasive wireless body area networks: Channel measurements and results," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, UWBST 2003*, nov 2003.



**Figure 8. MDSE and MDPE for LOS and NLOS channels (top) and receiver power percentage (bottom) for transmitter position 1-4.**

## Lara

---

**De:** Cristina Tarin Sauer [critasa@iteam.upv.es]  
**Enviado el:** lunes, 02 de julio de 2007 9:58  
**Para:** Palua Martí; Narcís; Lara Traver  
**Asunto:** Fwd: WTS Program Committee

----- Mensaje reenviado de Aaron French <[amf165@msstate.edu](mailto:amf165@msstate.edu)> -----  
Fecha: Sat, 30 Jun 2007 19:10:27 -0500  
De: Aaron French <[amf165@msstate.edu](mailto:amf165@msstate.edu)>  
Responder-A: Aaron French <[amf165@msstate.edu](mailto:amf165@msstate.edu)>  
Asunto: WTS Program Committee  
Para: critasa@iteam.upv.es

I am contacting you on the behalf of:  
Dr. Steve Powell, WTS General Chair [srpowell@csupomona.edu] Dr. J.P. Shim, WTS Program  
Chair [JShim@cobilan.msstate.edu]

June 30, 2007

Dear Cristina Tarín,

Congratulations! The WTS Program Committee has selected your paper presented at WTS 2007 for inclusion in a forthcoming book entitled Wireless Technology: Applications, Management, and Security to be published by Springer. Copyright restrictions on papers published in the book require that they be expanded/revised so that they differ substantially from the papers published in the 2007 WTS Proceedings.

Please let us know by July 7 if you would like your paper published in this book representing the best papers presented at WTS 2007. If you would like your paper published in the book, it is necessary that you send me an expanded/revised version of the paper by August 1 so that we can meet Springer's deadline for the manuscript (Instructions for Authors will be announced shortly).

Thank you for participating in WTS 2007. Your WTS 2007 paper will contribute a great deal to our book.

We look forward to hearing from you.

Sincerely,

Dr. Steve Powell  
P. Shim  
WTS General Chair  
Chair

Dr. J.  
WTS Program

----- Fin del mensaje reenviado -----

--  
Cristina Tarín Sauer, Ph.D.  
Technical University of Valencia  
iTEAM Research Institute  
Mobile Communications Group  
Camino de Vera S/N 46022 Valencia, Spain  
Tel: +34 963873009 Fax: +34 963879583



[Symposium](#) [Submission](#) [Registration](#) [Program](#) [Visitor Information](#) [News](#)

### POSTER SESSION 3: Networks, Systems & Services

- **On the Impact of Ultra Wide Band (UWB) System on Macrocell Downlink of IS-136 Systems**  
Bazil Taha Ahmed, Miguel Calvo Ramon, Leandro Haro-Ariet, Universidad Politecnica de Madrid
- **Cross-layer Optimization of Reliable Transmissions over IEEE 802.11 Multi-hop Networks**  
Marisa Catalan, Anna Calveras, Sergio Galvez, Technical University of Catalonia
- **End-To-End Qos Provision And Control In Wireless Communication Systems By Means Of Digital Watermarking Signal Processing**  
Francesco Benedetto, Gaetano Giunta, Alessandro Neri, Univ. of Roma Tre
- **Bluetooth transmission quality measures for Wireless Body Area Networks (WBAN)**  
Lara Traver, Cristina Tarín, Narcís Cardona, Technical University of Valencia
- **An Adaptive Scheme for Active Periods Schedule in IEEE 802.15.4 Wireless Networks**  
Matteo Ferrari, Luca Pizziniaco, Politecnico di Milano
- **Performance Analysis by measurement results in operating 3G network**  
Francisco Falcone, Ignacio Dominguez Escauriaza, Telefonica Moviles España; Amaya Vicente Fernández, Francisco Blanco Mañú, Universidad Pública de Navarra
- **A MANET autoconfiguration system based on Bluetooth technology**  
José Cano Reyes, Eduardo Burgoa, Carlos T. Calafate, Juan-Carlos Cano, Pietro Manzoni, Polytechnic University of Valencia
- **Using Design Patterns in a HSDPA System Simulator**  
Gaspar Pedreño López, Juan José Alcaraz, Fernando Cerdan, Polytechnic University of Cartagena
- **On the Performance of Limited Feedback Single-/Multi-User MIMO in 3GPP LTE Systems**  
Hojin Kim, Jianjun Li, Yongxing Zhou, James S. Kim, Samsung Advanced Institute of Technology
- **MEMS Enabled Signal Source For Wireless Communication Systems**  
Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar, Synergy Microwave Corporation
- **The Impact of Link Error Modeling on the Quality of Streamed Video in Wireless Networks**  
Wolfgang Karner, Olivia Nemethova, Marcus Rupp,, Vienna University of Technology
- **An Efficient Code Structure of Block Coded Modulations with Iterative Viterbi Decoding Algorithm**  
Huan-Bang Li, NICT; Ryuji Kohno, Yokohama National University
- **On the UMTS-HSDPA in High Altitude Platforms (HAPs) Communications**  
Bazil Taha Ahmed, Universidad Autónoma de Madrid; Miguel Calvo Ramón, Leandro Haro Ariet, Universidad Politécnica de Madrid
- **Selection Diversity for BT Coverage Extension**  
Barbara Masini, University of Bologna; Andrea Conti, University of Ferrara; Gianni Pasolini, Davide Dardari, University of Bologna
- **A Comparative Study of Antenna Array Algorithm Implementations using FPGA and DSP for cdma2000**  
Suhap Sahin, Sener Dikmese, Kerem Kucuk, Adnan Kavak, Kocaeli University
- **A Satellite Connections Approach Based on Spatial Footprints**  
Jaime Lloret, Juan Ramón Díaz, Fernando Boronat, Manuel Esteve, Polytechnic University of Valencia
- **Implementing a cellular IPv6 network with dormant mode support using IP paging**  
Rafael Vidal, Josep Paradells, Marcos García, Jéssica Reyes, Fernando López, Technical University of Catalonia (UPC)
- **Channel Measurement Data Based Performance Evaluation of Space-Time Coded SC-MMSE MIMO Turbo Equalization**  
Mariella Sarestoniemi, University of Oulu; Tad Matsumoto, Ilmenau University of Technology, University of Oulu; Christian Schneider, Ilmenau University of Technology; Reiner Thomä, Technische Universität Ilmenau



**WTS 2007 Accepted Paper Sessions and Wireless Network Security Workshop  
Saturday April 28, 2007**

**Track 1 - Global Trends, Governmental Policies and Cultural Implications**

**Track Chair:** Dr. Michael Bartolacci (Penn State - Berks, US)

9:00 AM - 10:30 AM

**Session A1 – Chair: Michael Bartolacci (Penn State – Berks)**

**Public Display of SMS: Beyond Personal Social Networks and into the Realm of Public Discourse** Linda Yoon (Art Center College of Design, Pasadena, US)

**Fast & Secure Roaming For Heterogeneous Multi-Operator Wireless Networks**

Oscar Salazar (Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications, FR); Jacques Demerjian (Altran, FR); Samir Tohmé (Université de Versailles, FR)

**Implementations of Location Awareness Technologies and their Applications**

Khaled Elleithy (University of Bridgeport, US); Arif Maqbool (University of Bridgeport, US)

**News Corp: Preparing for the Wireless World of 2050**

Vassiliki Cossiavelou (Aegean University, GR); Michael Bartolacci (Penn State - Berks, US)

10:30 AM - 10:45 AM **Networking Break**

**Track 2 - Business Models, Investments and Ventures, and Market Analyses**

**Track Chair:** Dr. Katia Passerini (New Jersey Institute of Technology, US)

10:45 AM – 12:15 PM

**Session B2 – Chair: Katia Passerini (New Jersey Institute of Technology)**

**PDA-based Wireless Food Ordering System for Hospitality Industry – A Case Study of Box Hill Institute**

Keyurkumar Patel, Umesh Patel and Andrew Obersnel (Box Hill Institute of TAFE, AU)

**International Expansion of Wireless Telecommunications Service Providers: A Comparative Analysis**

Steven Powell (California State Polytechnic University, Pomona, US)

**Wireless Internet Competition: Municipal Wireless vs. 3G Mobile Service**

JP Shim (Mississippi State University, US); SeungJae Shin (Mississippi State University, US); Martin Weiss (University of Pittsburgh, US)

**Small and Medium Enterprises and the Mobile Revolution: Looking Forward**

Katia Passerini (New Jersey Institute of Technology, US); Karen Patten (University of South Carolina, US); Michael Bartolacci (Penn State – Berks, US)

12:15 PM - 1:15 PM

**Buffet Lunch - Kellogg West**

**Student Paper Award Ceremony**

**Guest Speaker: Michael Gallagher**, Partner, Perkins Coie LLP

Former, Assistant Secretary of Commerce for Communications and Information

Former Administrator of the National Telecommunications and Information Administration

1:15 PM – 1:45 PM **Doctoral Students Session/Poster Paper Session**

**Doctoral Student Session:**

**Efficient Loop Filter Design in FPGAs for Phase Lock Loops in High-Data Rate Wireless Receivers – Theory and Case Study**

Yair Linn (University of British Columbia, CA)

**Track 3 - Wireless Communications and Network Technologies**

**Track Chair:** Dr. Hussain Al-Rizzo (University of Arkansas at Little Rock) and

Dr. Santosh Nagaraj (San Diego State University)

9:00 AM - 10:30 AM

**Session A3 – Chair: Dr. Santosh Nagaraj (San Diego State University)**

**A Comparative Study on the Modified Max-Log-Map Turbo Decoding by Extrinsic Information Scaling**

Mustafa Taskaldiran; Richard Morling; and Izzet Kale (University of Westminster, UK)

**Throughput Analysis of Adaptive MIMO-OFDM Systems: from Single to Multiple Users**

Fu-Hsuan Chiu (Texas Instruments, US); Sau-Hsuan Wu (National Chiao Tung University, TW); C.C. Jay Kuo (University of Southern California, US)

**Maximum-Likelihood Carrier-Frequency Synchronization and Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems**

Soheil Salari; Mahmoud Ahmadian; Mehrdad Ardebilipour (K.N. Toosi University of Technology, IR); Vahid Meghdadi; Jean Pierre Cances (University of Limoges, FR)

**Rate Identification in Multirate CDMA**

Kunal Kala and Santosh Nagaraj (San Diego State University, US)

10:30 AM - 10:45 AM **Networking Break**

10:45 AM - 12:15 PM

**Session B3 – Chair: Thomas Ketseoglou (California State Polytechnic University, US)**

**A Function Modulation Method for Digital Communications**

Subhendu Das (CCSI, US); Avtar Singh (San Jose State University, US); Nirode Mohanty (CCSI, US)

**Security in User-Assisted Communications**

Tong Zhou (Sprint Nextel, US); Lein Harn (University of Missouri-Kansas City, US)

**Performance Evaluation of EVRC-Encoded Voice Traffic over CDMA EVDO Rev. A**

Fulu Li (Massachusetts Institute of Technology, US), Ivan Vukovic, Igor Filipovich, Eric Chan (Motorola Inc.), Andrew Lippman (Massachusetts Institute of Technology, US)

**Optimized Iterative MAP ARQ for OFDM over Rapidly-Varying Frequency-Selective Channels**

Thomas Ketseoglou (California State Polytechnic University, US)

12:15 PM - 1:15 PM

**Buffet Lunch - Kellogg West**

**Student Paper Award Ceremony**

**Guest Speaker: Michael Gallagher**, Partner, Perkins Coie LLP

Former, Assistant Secretary of Commerce for Communications and Information

Former Administrator of the National Telecommunications and Information Administration

1:15 PM - 1:45 PM **Doctoral Students Session/Poster Paper Session**

**Doctoral Students Session:**

**Efficient Loop Filter Design in FPGAs for Phase Lock Loops in High-Data Rate Wireless Receivers – Theory and Case Study**

Yair Linn (University of British Columbia, CA)

1:45 PM - 3:15 PM

**Session C3 – Chair: Qing-An Zeng**

**A Comparative Analysis of Pilot Placement Schemes in Frequency-selective Fast Fading MIMO Channel**

Xueyuan Zhao, Roger S. K. Cheng and Danny C.Y. Ong (Hong Kong Applied Science and Technology Research Institute Company Limited, HK)

**A Scalability Analysis of GST and SST MANET Multicast Routing Algorithms**

Sang-Chul Kim (Kookmin University, KR)

**Efficient Resource Management of Multiple Traffic in Integrated Wireless and Mobile Networks**

Wei Shen (University of Cincinnati, US); Qing-An Zeng (University of Cincinnati, US); Cheng Zhu (University of Cincinnati, US)

**Analysis of the Statistical Time-Access Fairness Index under a Scheduler Exploiting Multiuser Diversity**

Fumio Ishizaki (Nanzan University, JP); Chikara Ohta (Kobe University, JP)

3:15PM - 3:30 PM **Networking Break**

## Track 4 - Algorithms, Methods, Simulations, and Software

**Track Chair:** Dr. Roger Whitaker (University of Cardiff) and

Dr. Izabella Lokshina (SUNY Oneonta)

9:00 AM - 10:30 AM

**Session A4 – Chair: Roger Whitaker (University of Cardiff)**

**A Low Complexity and Energy Efficient Dynamic Channel Allocation Algorithm for Multiuser OFDM**

Adil EL Bourichi (Kyushu University, JP); Hiroto Yasuura (Kyushu Univ., JP)

**Finite Automata for Evaluating Testbed Resource Contention**

Lei Liu (Sun Microsystems, Inc., US)

**Sensitivity of Service Coverage Evaluation for WCDMA Systems**

Roger Whitaker (University of Cardiff, UK)

**Seed node deployment for wireless mesh networks with uncertain subscription**

Stuart Allen (University of Cardiff, UK); Roger Whitaker (Cardiff University, UK); Steve Hurley (University of Wales, Cardiff., UK)

10:30 AM - 10:45 AM **Networking Break**

10:45 AM - 12:15 PM

**Session B4 – Chair: Dr. Izabella Lokshina (SUNY Oneonta)**

**Delay Effect on Conversational Quality in Telecommunication Networks: Do We Mind?**

Jan Holub (WTS, CZ); Martin Kastner (OPTICOM GmbH, DE); Ondrej Tomiska (WTS, CZ)

**Experiences with the ns-2 Network Simulator - Explicitly Setting Seeds Considered Harmful**

Martina Umlauft (Vienna University of Technology, AT); Peter Reichl (Telecommunications Research Center Vienna, AT)

**Explicit Congestion Notification for Error Discrimination - A Practical Approach to Improve TCP**

**Performance Over Wireless Networks**

M Alnuem (Bradford University, UK); John Mellor (University of Bradford, UK); Rod Fretwell (University of Bradford, UK)

**Modeling of Media Gateway Nodes for Next Generation Networks Based on Markov Reward Models**

Dimitar Radev (University of Rouse, BG); Izabella Lokshina (SUNY Oneonta, US)

12:15 PM - 1:15 PM

**Buffet Lunch - Kellogg West**

**Student Paper Award Ceremony**

**Guest Speaker: Michael Gallagher**, Partner, Perkins Coie LLP

Former, Assistant Secretary of Commerce for Communications and Information

Former Administrator of the National Telecommunications and Information Administration

1:15 PM - 1:45 PM **Doctoral Students Session/Poster Paper Session**

**Doctoral Students Session:**

**Efficient Loop Filter Design in FPGAs for Phase Lock Loops in High-Data Rate Wireless Receivers – Theory and Case Study**

Yair Linn (University of British Columbia, CA)

1:45 PM - 3:15 PM

**Session C4 – Chair: Dr. Jan Holub**

**Performance of a Novel Power-Loading Algorithm Over Uncoded and Convolutionally Coded OFDM systems**

Divya Ravichandran (San Diego State University, US); Santosh Nagaraj (San Diego State University, US)

**Bluetooth-3G Wireless Transmission System for Neural Signal Telemetry**

Cristina Tarín Sauer; Lara Traver Sebastià; Juan Felipe Santamaria Gomez; Paula Martí Rocafull; Narcis Cardona Marcet (ITEAM, Technical University of Valencia, ES)

**Use of Non-monotonic Utility in Multi-attribute Network Selection**

Farooq Bari (Cingular Wireless/ University of British Columbia, US); Victor Leung (The University of British Columbia, CA)

**Low Complexity Demodulator for M-ary QAM**

Hen-Geul Yeh; HongSeok Seo (California State University, Long Beach, US)

3:15PM - 3:30 PM **Networking Break**

## Track 5 - Wireless Communications: Military Aspects and Satellite Applications

**Track Co-Chair:** Dr. Ehsan Sheybani (Virginia State University) and

Jan Holub (WTS, CZ)

10:45 AM - 12:15 PM

**Session B5 – Chair: Santosh Nagaraj**

**Optimizing Satellite Broadcast Scheduling Problem Using the Competitive Hopfield Neural Network**

Yu-ju Shen (National Cheng Kung University, TW); Ming-Shi Wang (Department of Engineering Science, National Cheng Kung University, TW)

**Bit Error Rate Analysis of Jamming for OFDM Systems**

Jun Luo (Florida International University, US); Jean H. Andrian (Florida International University, US); Chi Zhou (Illinois Institute of Technology, US)

**Adaptive Virtual Queue Random Early Detection in Satellite Networks**

Do Byun (University of Maryland at College Park, US); John S. Baras (University of Maryland College Park, US)

12:15 PM - 1:15 PM

**Buffet Lunch - Kellogg West**

**Student Paper Award Ceremony**

**Guest Speaker: Michael Gallagher**, Partner, Perkins Coie LLP

Former, Assistant Secretary of Commerce for Communications and Information

Former Administrator of the National Telecommunications and Information Administration

1:15 PM - 1:45 PM **Doctoral Students Session/Poster Paper Session**

**Doctoral Students Session:**

**Efficient Loop Filter Design in FPGAs for Phase Lock Loops in High-Data Rate Wireless Receivers – Theory and Case Study**

Yair Linn (University of British Columbia, CA)

## Track 6 - RFID and Sensor Networks

**Track Chair:** Dr. Qing-An Zeng (University of Cincinnati)

9:00 AM - 10:30 AM

**Session A6 – Chair: Dr. Qing-An Zeng (University of Cincinnati)**

**The Cayley Graph Implementation in TinyOS for Dense Wireless Sensor Networks**

Lei Wang (Stony Brook University, US); Wendy Tang (Stony Brook University, US)

**A New Collision Resolution Protocol for Mobile RFID Tags**

Jaewook Yu (SUNY at Stony Brook, US); Eric Noel (AT&T Laboratories Research, US); Wendy Tang (Stony Brook University, US)

**Consumed-Energy-Type-Aware Routing for Wireless Sensor Networks**

Shinya Ito and Kenji Yoshigoe (University of Arkansas at Little Rock, US)

**A Framework for Pipeline Infrastructure Monitoring Using Wireless Sensor Networks**

Imad Jawhar (United Arab Emirates University, AE); Nader Mohamed (United Arab Emirates University, AE); Khaled Shuaib (UAEU, AE)

## Track 7 - Standards and Platforms

**Track Chair:** Dr. Rose Qingyang Hu (Mississippi State University)

12:15 PM - 1:15 PM

**Buffet Lunch - Kellogg West**

**Student Paper Award Ceremony**

**Guest Speaker: Michael Gallagher**, Partner, Perkins Coie LLP

Former, Assistant Secretary of Commerce for Communications and Information

Former Administrator of the National Telecommunications and Information Administration

1:15 PM - 1:45 PM **Doctoral Students Session/Poster Paper Session**

**Doctoral Students Session**

**Efficient Loop Filter Design in FPGAs for Phase Lock Loops in High-Data Rate Wireless Receivers –**

## **Theory and Case Study**

Yair Linn (University of British Columbia, CA)

1:45 PM - 3:15 PM

**Session C7 – Chair: Dr. Thomas Ketsoglou (California State Polytechnic University)**

### **Efficient Resource Utilization Scheme with Dynamic Cooperative Transmission in Mobile Multihop Relay Networks**

Anxin Li (DoCoMo Beijing Labs, CN); Mingshu Wang (DoCoMo Beijing Communications Laboratories, CN); Xiangming Li (DoCoMo Beijing Communications Labs, CN); Hidetoshi Kayama (DoCoMo Beijing Labs, CN)

### **A Delay Constraint Energy Saving Algorithm in IEEE 802.16e Wireless MAN**

Dinh Thi Thuy Nga (Information and Communications University, KR); MinGon Kim (Information and Communication University, KR); Minho Kang (Information and Communication University, KR)

### **Unified Protocol Stack for NEXT GEN Mobile Terminals to Support Multiple Radio Access Technologies**

S.Vijay Anand and Rajesh Tyagi (Sasken Communication Technologies Limited, IN)

### **Local Fast Re-authentication protocol for 3G-WLAN interworking architecture**

Ali Al Shidhani (University of British Columbia, CA); Victor Leung (The University of British Columbia, CA)

3:15PM - 3:30 PM **Networking Break**

## **Wireless Network Security Workshop**

[Wireless Network Security Workshop](#)

Speakers: **Dr. Tulin Mangir** and **Dr. Burkhard Englert**

College of Engineering, CSULB

(Sponsored by CSULB and the NSF)

1:45 PM - 3:15 PM [Wireless Network Security Workshop \(I\)](#)

3:15 PM - 3:30 PM **Networking Break**

3:30 PM – 5:00 PM [Wireless Network Security Workshop \(II\)](#)

## Lara

---

**De:** PIMRC 2007 Mail Service [pimrc2007@telecom.ntua.gr]  
**Enviado el:** viernes, 01 de junio de 2007 23:38  
**Para:** paumarro@iteam.upv.es; latrase@iteam.upv.es; ncardona@dcom.upv.es;  
critasa@iteam.upv.es  
**Asunto:** pimrc2007 Submission Notification

**Estado de marca:** Marcado

Dear Author,

We are pleased to inform you that your paper with id: PIMRC2007-277, entitled: ' UWB Channel measurements for noninvasive wireless body area networks ' has been accepted for poster presentation in the 18th IEEE Annual International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007). The review comments for your paper are appended-attached at the end of this message.

For your participation in PIMRC 2007, please pay attention to the following important information:

PIMRC 2007 will be held in Athens, Greece, 3-6 September 2007 and at least one author of each accepted paper must register, in order for the paper to be included in the IEEE proceedings and the conference schedule. One full distinct registration per paper is required. The conference on-line registration will open on June, 11, 2007. The early registration deadline is set to June, 30, 2007.

In preparing the camera ready of your paper you must adhere to the conference IEEE templates and accordingly use the IEEE PDF eXpress system to prepare an IEEE Xplore compliant version of your paper. Converting your paper using IEEE PDF eXpress is a mandatory prerequisite to including your paper in the IEEE electronic proceedings and the IEEE Xplore system. In case you fail to convert your paper to IEEE Xplore compatible format, the organizers will not be able to include your paper in the IEEE Conference proceedings. The PDF eXpress is available at: <http://216.228.1.34/pdfexpress/log.asp>. Register to the PDF eXpress system through clicking on the link "New Users - Click Here" and using pimrc07 as Conference ID.

You should upload the IEEE PDF eXpress compliant (camera ready) version of your paper to the conference portal until the 16th of June 2007. The organizers reserve the right not to accept your paper after that date.

Along with your paper it is also mandatory that you complete and sign the attached IEEE Copyright transfer form (which is also available at: <http://www.ieee.org/web/publications/rights/copyrightmain.html>). A scanned copy of the IEEE Copyright Transfer form must be sent to the conference organizers via e-mail at: [pimrc07@telecom.ntua.gr](mailto:pimrc07@telecom.ntua.gr). Alternatively, authors could fax their signed forms to the following fax number: +30-210-7722534

For further information regarding the Registration, Paper format and PIMRC Programme, please refer to [www.pimrc2007.org](http://www.pimrc2007.org)

Yours sincerely,  
Haris Kechagias

On behalf of the PIMRC07 TPC

## Lara

---

**De:** WiMob 2007 [habib@ccny.cuny.edu]  
**Enviado el:** miércoles, 13 de junio de 2007 17:38  
**Para:** critasa@iteam.upv.es  
**CC:** Lara Traver; Paula MartX; NarcXs Cardona  
**Asunto:** Your WiMob 2007 paper 28971

**Estado de marca:** Marcado

Dear Dr. Cristina Tarín,

Congratulations! Your paper "UWB Channel measurements for noninvasive wireless body area networks" has been accepted for the 3rd IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2007).

This email was sent to make the paper reviews visible to the authors.  
The reviews can be found at  
<https://submissoes.sbc.org.br/PaperShow.cgi?m=28971>.

Please refer to the reviews to prepare your final camera-ready paper.  
Please DO NOT submit your final paper to JEMS. The following link contains all instructions necessary to submit the final version of your paper and to register to the conference. The final manuscript is due June 29th.

<http://www.ieeeconfpublishing.org/cpir/AuthorKit.asp?Community=CPS&Facility=CPS&ERoom=WiMob+2007>

Best regards,

Ibrahim Habib  
General Chair - WiMob 2007

Yo, Lara Traver Sebastià, con DNI 18986321, por la presente me comprometo a aportar copia de las siguientes publicaciones:

- Tarín, Cristina & Traver, Lara & Martí, Paula & Cardona, Narcís. Chapter: *Wireless communication systems from the perspective of implantable sensor networks for neural signal monitoring*. Book: *Wireless Technology: Applications, Management, and Security based on the top research presented at WTS 2007*
- Tarín, Cristina & Martí, Paula & Traver, Lara & Cardona, Narcís & Díaz, Juan A. & Antonino, Eva. *UWB Channel Measurements for Non-invasive Wireless Body Area Networks*. The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07). September 2007.
- Tarín, Cristina & Traver, Lara & Martí, Paula & Cardona, Narcís & Díaz, Juan A. & Cabedo, Marta. *UWB Channel Measurements for Non-Invasive Wireless Body Area Networks*. 3<sup>rd</sup> IEEE International Conference On Wireless And Mobile Computing, Networking And Communications (Wimob 2007). October 2007.

Una vez estas hayan sido publicadas.

En Valencia a 30 de Julio de 2007

Lara Traver