

# Self Interference Cancellation on a Full Duplex DFTs-OFDM System using GNU Radio and USRP

Sergio Armas-Jimenez, Jaime Sanchez-Garcia, *Member, IEEE*, and Francisco R. Castillo-Soria, *Member, IEEE*

**Abstract**—The physical layer of an orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) wireless communication system, operating in full-duplex (FD) mode is implemented in this paper, using GNU Radio software and universal software radio peripheral (USRP) hardware technology. The self-interference cancellation (SIC) is achieved on the FD node by applying four different techniques, two in the radio frequency (RF) domain and two in the digital domain. In the RF domain, a passive suppression is obtained by placing the transmit (Tx) and the receive (Rx) antennas such that they generate orthogonal electromagnetic fields. Also, an active signal suppression is achieved by changing the phase and attenuating the self-interference (SI) Tx signal, to generate a local SIC signal. The SIC signal and the Rx signal are then combined before going to the low noise amplifier at the FD node. In the digital domain, two techniques are applied to improve the interference cancellation and the quality of the link: firstly, virtual differentiation of the Tx and Rx signals is achieved by using OFDM symbols with different sizes; secondly, a spreading and precoding technique utilizing the discrete Fourier transform (DFT) is considered. In order to test the practical operation of the FD node, two simultaneous links between the three nodes are established. The results of the implemented system show that the SI can be reduced up to 58 dB which, along with the two digital techniques, allows to have two simultaneous links with a bit error rate similar to the one achieved with just one link without interference, increasing the spectral efficiency.

**Index Terms**—DFTs, FD, GNU Radio, OFDM, SIC, USRP.

## I. INTRODUCCIÓN

Recientemente se ha propuesto la utilización de un mismo ancho de banda para transmitir y recibir de manera simultánea, consiguiendo con ello un aumento casi al doble en la eficiencia espectral; dicha propuesta es llamada full duplex (FD, por sus siglas en inglés) en banda o simplemente FD y es considerada como una técnica prometedora para la 5G y posteriores generaciones [1]. El principal impedimento para la implementación de los sistemas FD radica en que en el mismo nodo se tendrán, muy cercanas, la antena transmisora (Tx) y la receptora (Rx), de manera que cuando la antena transmisora se encuentre funcionando no permitirá que la receptora pueda recuperar la señal de interés, la cual viene de un nodo distante y su potencia es mínima en comparación con la potencia de la

antena transmisora en el mismo nodo FD. Se denomina señal de auto-interferencia (SI, por sus siglas en inglés) a aquella que se transmite en el mismo nodo y que impide la recepción de la señal de interés. La cancelación de la SI es la principal tarea para conseguir la operación de los sistemas FD.

En la literatura se han propuesto distintas técnicas para cancelar la señal de SI, clasificadas en tres dominios; el de radio frecuencia (RF) o de la propagación, el analógico y el digital [2], y se ha demostrado que la cancelación total conseguida no es igual a la suma de las cancelaciones obtenidas en cada etapa por separado [3], por lo tanto existe la necesidad de implementar alguna técnica en el dominio de la propagación o analógico antes que cualquier propuesta en el dominio digital, de lo contrario el receptor estaría completamente saturado por la señal interferente [4] y en la implementación práctica se tendría un desempeño deficiente; por lo anterior, las propuestas funcionales han combinado técnicas distintas, para conseguir un nivel adecuado de cancelación de SI.

En [5] se implementó un sistema FD que utiliza una única antena para transmitir y recibir, mediante un circulador que aísla considerablemente la señal transmitida de la recibida. Se utiliza un circuito de cancelación, compuesto por 16 distintas líneas de retardos variables y atenuadores ajustables; para cada línea se obtiene la respuesta en frecuencia y se calcula el mejor valor de atenuación entre 128 posibles. También aplica cancelación digital modelando la señal de SI como una función lineal y no causal de la señal transmitida que es conocida en banda-base. El desempeño del funcionamiento se midió en términos de la relación señal a ruido (SNR, por sus siglas en inglés) promedio, comparando símbolos recibidos en modo half duplex (HD, por sus siglas en inglés) y FD.

En [6] se presenta un prototipo que utiliza la técnica de multiplexaje ortogonal por división en frecuencia (OFDM, por sus siglas en inglés), sobre la plataforma de GNU Radio y software universal para periféricos de radio (USRP, por sus siglas en inglés), aplicando cancelación digital, en banda-base. El desempeño del sistema se mide en términos de la relación señal-interferencia más ruido (SINR, por sus siglas en inglés) vs tasa de bits erróneos (BER), para distintas modulaciones digitales, y compara los enlaces HD y FD. El símbolo OFDM es de 512 sub-portadoras (s-p), de las cuales sólo se utilizan 200 para enviar la carga útil.

El diseño de un sistema OFDM multi-antena (MIMO-OFDM), tipo Wi-Fi, con un ancho de banda de 20 MHz, se propuso en [7], el cual consigue supresión pasiva de SI en el dominio de RF con la aplicación de las siguientes tres técnicas: i) acomodo apropiado de múltiples antenas alrededor de una computadora portátil, ii) cancelación analógica por

S. Armas-Jimenez es alumno de doctorado del Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE), Ensenada, Baja California, 22860 México (sarmas@cicese.edu.mx). J. Sanchez-Garcia pertenece al Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE, Ensenada, Baja California, 22860 México (jasan@cicese.mx). F. R. Castillo-Soria pertenece al Departamento de Telecomunicaciones de la Facultad de Ciencias, de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, SLP, 78300 México (ruben.soria@uaslp.mx).

Agradecemos, al CICESE, a la UASLP y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) en México, el apoyo para la realización de este proyecto.

antena receptora y por s-p, y iii) cancelación digital en banda-base. Aplica cancelación analógica en la antena receptora, sustrayendo una señal de SI estimada con base en la señal total que se recibe; utiliza un convertidor digital/analógico (DAC, por sus siglas en inglés), un modulador analógico, un atenuador fijo y un sumador de RF. En el dominio digital estima una señal recibida después de la cancelación en el dominio analógico, utilizando los símbolos piloto y la resta de la señal recibida. El total de cancelación de SI (SIC, por sus siglas en inglés) se mide en cada etapa, comparando la diferencia entre la potencia de SI antes y después de aplicar la cancelación. Se consigue una media de cancelación total de 85 dB.

En [8] se diseñó y construyó un circuito circulator altamente lineal que, junto con una etapa de supresión activa en RF, consigue una cancelación de 55 dB, utilizando una antena única para transmitir y recibir. La cancelación en RF se obtiene generando una señal que toma parte de la señal que se va a transmitir, atenuando y modificando su fase, y retroalimentando esa nueva señal en la señal recibida. También aplican cancelación en el dominio digital y reportan haber conseguido 40 dB, que suman a los 55 dB antes conseguidos y tienen un total de 95 dB. El desempeño reportado se midió en función de la SIC conseguida.

Una propuesta más se presenta en [9], donde se implementó un sistema FD que consigue una supresión total de SI de hasta 88 dB, utilizando una única antena de parche con polarización dual, diseñada por los mismos autores que ofrece hasta 60 dB de supresión de SI (56 a 60 dB) en la banda de IEEE 802.11g. La cancelación total reportada se consigue gracias a que complementa con una técnica de estimación y reconstrucción en el dominio digital, que considera únicamente cancelación de la componente lineal.

A diferencia de los trabajos previos [5], [7], [9] y [8], en este artículo se propone un sistema OFDM que utiliza la transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés), operando en modo FD, implementado en GNU Radio y USRPs, cuyo desempeño de SIC se mide experimentalmente, estableciendo comunicación entre tres nodos de manera simultánea. La SIC en el dominio de RF se realiza con técnicas similares a las aplicadas en trabajos anteriores, mientras que en el dominio digital se proponen dos técnicas que, hasta donde sabemos, es la primera vez que se presentan para fines de SIC: una es la utilización de símbolos OFDM de distinto número de s-p y la otra el espaciamiento de los datos con la DFT.

El resto del artículo se organiza como sigue. En la sección II se presenta el modelo matemático del sistema, seguida de la descripción de las técnicas y herramientas utilizadas para conseguir la SIC en el dominio de RF y el digital, en la sección III. El diseño del experimento implementado, indicando el software y hardware utilizados, y los detalles de los datos transmitidos, se presentan en la sección IV, mientras que en la sección V se presentan los resultados obtenidos al aislar los nodos HD y tener los tres nodos funcionando simultáneamente, aplicando las técnicas de SIC en el nodo FD, seguida de la sección VI, donde se analizan los resultados obtenidos. Por último, en la sección VII se sintetizan las conclusiones generales del trabajo.

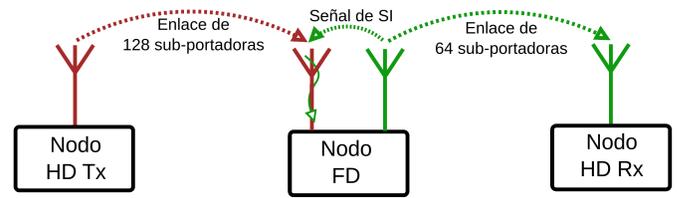


Fig. 1. Diagrama a bloques del esquema implementado, con dos enlaces entre tres nodos.

*Notación:* Las letras negras minúsculas y mayúsculas se utilizan para vectores y matrices, respectivamente;  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  y  $(\cdot)^*$  denotan los operadores de transpuesta, hermitiano y conjugado respectivamente;  $\langle \cdot \rangle_N$  denota corrimiento circular de modulo  $N$ . El operador  $(\cdot)^k$  se refiere al  $k$ -ésimo símbolo OFDM.

## II. MODELO DEL SISTEMA

El sistema implementado consta de tres nodos, que permiten establecer dos enlaces de comunicación inalámbrica entre ellos; un primer nodo HD envía información al nodo FD, el cual simultáneamente envía información a un segundo nodo HD, como se muestra en la Fig. 1. Los procesos realizados se describen matemáticamente enseguida.

### A. Transmisión y Recepción sin Señal de SI

Tanto en el nodo HD como en el nodo FD se generan símbolos OFDM, para ser transmitidos. En el nodo HD, el  $k$ -ésimo símbolo OFDM transmitido en el dominio del tiempo  $x_{HD}^k[n]$ , sin incluir prefijo cíclico (CP, por sus siglas en inglés) se define como:

$$x_{HD}^k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} s_{HD}^k[m] e^{j2\pi nm/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

donde  $N$  denota la longitud del símbolo OFDM (cantidad de s-p). De forma similar se define el símbolo transmitido por el nodo FD como  $x_{FD}^k[n]$ .

Una vez realizada la exclusión del CP, la señal recibida en el nodo HD para el  $k$ -ésimo símbolo OFDM, en su representación compleja en banda-base, puede ser descrita como:

$$y_{HD}^k[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{FD-HD}^k[n, l] x_{FD}^k[\langle n-l \rangle_N] + w_{HD}^k[n], \quad (2)$$

donde  $n = \{0, 1, \dots, N-1\}$ ,  $l = \{0, 1, \dots, L-1\}$ ,  $h_{FD-HD}^k[n, l]$  es la función de respuesta al impulso del canal (CIR, por sus siglas en inglés) del  $k$ -ésimo símbolo, en el instante  $n$ , para una función impulso como entrada en las  $l$  muestras previas, y  $w_{HD}^k[n]$  es el ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN, por sus siglas en inglés) complejo, con media cero y varianza  $\sigma_w^2 = N_0/2$ . De forma similar se define la señal recibida en el nodo FD libre de interferencia como  $y_{FD}^k[n]$ .

En forma matricial, las señales recibidas en los nodos HD y FD, libre de interferencia, se definen como:

$$\mathbf{y}_{HD}^k = \mathbf{H}_{FD-HD}^k \mathbf{x}_{FD}^k + \mathbf{w}_{HD}^k, \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_{FD}^k = \mathbf{H}_{HD-FD}^k \mathbf{x}_{HD}^k + \mathbf{w}_{FD}^k, \quad (4)$$

donde  $\mathbf{H}^k$  es la matriz de canal de dimensión  $1 \times N$ , cuyos elementos son formados por los coeficientes de la CIR.

### B. Recepción en el Nodo FD con Señal de SI

El nodo FD sin embargo, genera una señal Tx que interfiere con la señal a recibir en el mismo nodo, por lo que considerando esta señal de SI, la señal recibida por el nodo FD puede expresarse como:

$$\mathbf{y}'_{FD}^k = \mathbf{y}_{FD}^k + \mathbf{H}_{FD-FD}^k \mathbf{x}_{FD}^k, \quad (5)$$

donde  $\mathbf{H}_{FD-FD}^k$  es el canal entre las antenas Tx y Rx del nodo FD.

Para cancelar la señal de SI, el nodo FD genera localmente una señal canceladora de la SI, definida como:  $\mathbf{y}'_{SIC} = \mathbf{H}^k \mathbf{x}_{FD}^k$ . En el nodo FD, la SIC se realiza al combinar la señal recibida con la señal generada localmente como:

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{y}'_{FD}^k + \mathbf{y}'_{SIC}^k. \quad (6)$$

La señal  $\mathbf{y}^k$ , es idealmente libre de SI. Sin embargo, no es una tarea sencilla aproximar el canal  $\mathbf{H}^k$  de forma adecuada.

En el dominio de la frecuencia,  $\mathbf{y}^k$  se obtiene a partir de la multiplicación en ambos lados de la ecuación (4) por la matriz de DFT, representada como:

$$[\mathbf{F}]_{n,n'} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi nn'/N}. \quad (7)$$

Utilizando (7) en (3) se obtiene:

$$\mathbf{u}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k \mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \quad (8)$$

donde  $\mathbf{u}^k$  es el símbolo OFDM en frecuencia y  $\mathbf{z}^k$  es la DFT del vector de ruido. Debido a que la matriz  $\mathbf{F}$  es unitaria, la ecuación (8) puede ser re-escrita como:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^k &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k \mathbf{F}^H \mathbf{F}\mathbf{x}^k + \mathbf{z}^k, \\ &= \mathbf{F}\mathbf{H}^k \mathbf{F}^H \mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \end{aligned} \quad (9)$$

$$= \mathbf{G}^k \mathbf{s}^k + \mathbf{z}^k, \quad (10)$$

donde,  $\mathbf{s}^k$  es la DFT del vector de datos compuesto por  $N_d$  s-p de datos,  $N_g$  s-p de guarda,  $N_p$  s-p piloto y la componente de DC, mientras que  $\mathbf{G}^k = \mathbf{F}\mathbf{H}^k \mathbf{F}^H$  es la matriz de canal en el dominio de la frecuencia (CFM, por sus siglas en inglés).

### C. Estimación de Canal y Detección

La estimación del canal en GNU Radio se realiza con el bloque *OFDM channel estimation*, el cual se encarga de obtener la CSI y el offset grueso en frecuencia, a partir de los preámbulos (dos símbolos OFDM de sincronía y uno de encabezado), de acuerdo al método de sincronización propuesto en [10]. Cuando se envían más de un símbolo de carga útil por cada trama, la CSI es actualizada en tiempo real, utilizando los símbolos piloto que se transmiten sobre los símbolos OFDM de carga útil, cuyo vector se presenta como:

$$\mathbf{u}_{\varphi}^k = \mathbf{G}_{\varphi}^k \mathbf{s}_{\varphi}^k + \mathbf{z}_{\varphi}^k. \quad (11)$$

donde  $\mathbf{G}_{\varphi}^k$  es la CFM de los símbolos piloto y  $\mathbf{s}_{\varphi}^k$  la señal de símbolo piloto transmitida.

Una forma simple de realizar la detección es utilizando un ecualizador lineal, el cual resuelve el sistema utilizando una función lineal de la forma:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{u}, \quad (12)$$

donde  $\mathbf{W}$  es el filtro lineal que resuelve a (10), y lleva implícita la señal actualizada de los pilotos. Utilizando la psuedo-inversa de Moore-Penrose [11] de  $\mathbf{G}$  se tiene:

$$\mathbf{W} = \hat{\mathbf{G}}^+ = (\hat{\mathbf{G}}^H \hat{\mathbf{G}})^{-1} \hat{\mathbf{G}}^H, \quad (13)$$

esta matriz es conocida como ecualizador de mínimos cuadrados [12].

En GNU Radio, la ecualización se realiza en el bloque *OFDM Frame Equalizer*, en el cual se combinan una detección lineal con una retroalimentación de detección de símbolos. La detección de una trama OFDM se realiza símbolo por símbolo, utilizando las actualizaciones del canal; este bloque además remueve el offset en frecuencia en los símbolos OFDM de carga útil [13].

El Algoritmo 1 muestra el proceso de detección en tiempo discreto, donde se presentan los pasos realizados por el sistema. En el paso 1, se obtiene una estimación de la señal utilizando detección lineal, en el paso 2, se evalúa  $\mathbf{d}[n]$  utilizando la función *slicer()* la cual desplaza el símbolo detectado a su posición original. En el paso 3, se calcula el error o residuo  $\mathbf{e}[n]$  como la diferencia entre la señal recibida/ecualizada  $\mathbf{s}[n]$  y la señal desplazada  $\mathbf{d}[n]$ . Finalmente en el paso 4, se estima una matriz actualizada de canal utilizando la desviación encontrada en el paso anterior. En este ajuste  $\mu$  es un valor de ganancia, también conocido como tamaño del paso, que usualmente se elige en el intervalo de 0.001 a 0.01 cuando se desea minimizar el error en cada iteración y garantizar la estabilidad del algoritmo. Por otro lado, si se desea acelerar la convergencia, puede usarse un valor mayor, pero inferior a 1. El valor  $\mu$  pondera el parámetro de corrección para la matriz  $\mathbf{W}[n+1]$ , la cual será utilizada para detectar la señal recibida en la siguiente iteración [14].

---

#### Algoritmo 1 Detector lineal basado en LS

---

- 1:  $\mathbf{s}[n] = \mathbf{W}[n]^* \mathbf{u}[n]$
  - 2:  $\mathbf{d}[n] = \text{slicer}(\mathbf{s}[n])$
  - 3:  $\mathbf{e}[n] = \mathbf{d}[n] - \mathbf{s}[n]$
  - 4:  $\mathbf{W}[n+1] = \mathbf{W}[n] + \mu \mathbf{u}[n] \mathbf{e}[n]^*$
- 

El correcto funcionamiento del sistema se basa en la siguientes suposiciones: i) el estado inicial del canal es lo suficientemente bueno como para decodificar el primer símbolo sin error, ii) el canal cambia muy lentamente, de tal forma que el estado del canal de un símbolo es suficiente para decodificar el siguiente y iii) la SNR es suficientemente alta como para que la ecualización siempre sea capaz de decodificar correctamente al símbolo.

### III. TÉCNICAS DE CANCELACIÓN DE SI

Para conseguir la operación del nodo FD se aplicaron cuatro distintas técnicas, basadas en herramientas sencillas y de

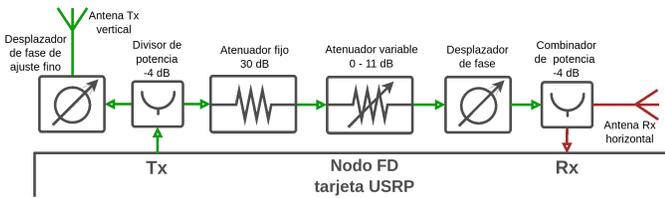


Fig. 2. Diagrama a bloques del circuito que genera la señal canceladora de SI en el nodo FD.

mínimo requerimiento computacional. Enseguida se describen cada una de ellas.

#### A. Supresión Pasiva con Acomodo de Antenas

De manera experimental se buscó la ortogonalidad entre los campos electromagnéticos de las antenas transmisora y receptora, colocando una de forma vertical y la otra horizontal, consiguiendo con ello una reducción significativa de SI en la antena receptora; sin embargo esa cancelación por sí sola es insuficiente e inestable y requiere ser complementada con otras técnicas, como la que se describe a continuación.

#### B. Supresión Activa con Señal Canceladora de SI

Para aumentar y estabilizar la cancelación en el dominio de RF, se generó una señal que llamaremos señal canceladora de SI, la cual se suma a la señal recibida en la antena receptora para suprimir la señal de SI que se genera en el mismo nodo FD. El procedimiento para generar la señal canceladora se detalla enseguida y se ilustra en la Fig. 2. La señal que sale de la tarjeta USRP, en el puerto Tx, es bifurcada utilizando un divisor de potencia (con 4 dB de atenuación); una parte de la señal se pasa por un desplazador de fase y después se pasa a la antena transmisora, mientras que la otra parte se utilizará para generar la señal canceladora; para esto se pasa la señal por un atenuador fijo de 30 dB y uno variable de 0 a 11 dB (con pasos de 1 dB), y una vez atenuada se desplaza para generar una señal con fase opuesta a la señal interferente. Para determinar los valores de atenuación se calcularon las pérdidas por propagación y se midió la atenuación de los dispositivos y cables utilizados. El desplazamiento de fase se obtuvo empíricamente (dadas las limitaciones de los dispositivos utilizados), buscando el ajuste en que se conseguía la mayor cancelación. La señal en RF es una señal sobre-muestreada, así que al desplazar/retardar la señal medio ciclo (o un múltiplo del medio ciclo) se consigue una señal con la misma amplitud y opuesta a la señal interferente que llega en línea directa de la antena transmisora a la receptora, luego se suma la señal a la que se recibe en la antena receptora y la señal resultante es la entrada a la tarjeta USRP en su puerto Rx. Se utilizan dos desplazadores de fase, uno de ajuste grueso y otro de ajuste fino. Los dos atenuadores utilizados podrían ser reemplazados por uno solo, con capacidad suficiente de atenuación, así como el par de desplazadores de fase.

La señal canceladora sólo contempla suprimir la señal del enlace directo entre las antenas del nodo FD, ya que la amplitud de esta señal es mucho mayor que la de las multi-trayectorias ocasionadas por los posibles rebotes, dado que la

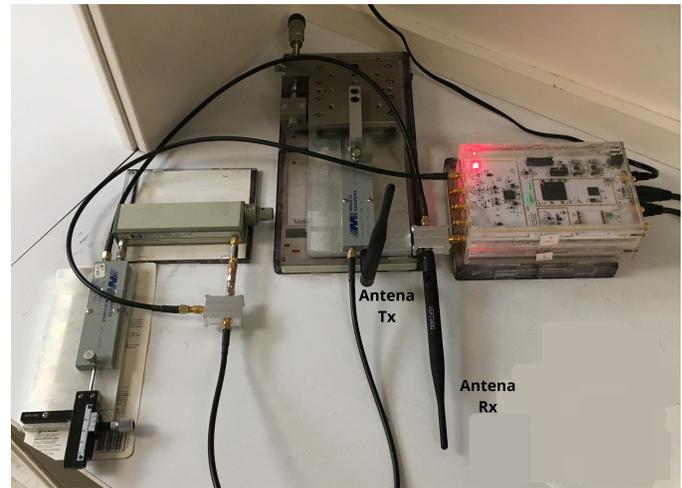


Fig. 3. Implementación física del acomodo ortogonal de antenas y circuitería que genera la señal canceladora de SI en el nodo FD.

distancia entre las bases de las antenas es de solo 6 cm. La implementación física del nodo FD, donde se aplican las dos técnicas antes expuestas, se muestra en la Fig. 3.

#### C. Esparcimiento con la DFT (DFTs)

Con las técnicas de cancelación en el dominio de RF antes descritas se consigue un alto porcentaje de cancelación, sin embargo hay un remanente de SI que aún afectaría a la recepción en el nodo FD.

En algunos sistemas actuales de comunicación inalámbrica se utiliza la técnica de DFTs-OFDM, consistente en aplicar una transformada directa a la carga útil antes de generar el símbolo OFDM con una inversa, de tamaño considerablemente mayor que el de la primera, consiguiendo una reducción de la relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR, por sus siglas en inglés) [15]. Lo anterior es equivalente a considerar los datos, modulados digitalmente, en el dominio del tiempo, pasarlos al dominio de la frecuencia con la DFT y volverlos de nuevo al dominio del tiempo con la IDFT (ambas transformadas implementadas con la FFT e IFFT, respectivamente). Sin embargo, para implementar DFTs-OFDM en un sistema FD, esa amplia diferencia entre los tamaños de las transformadas implica un uso no óptimo del espectro, ya que éste se podría dividir (cuando el tamaño de la IFFT es el doble o mayor que el de la FFT) para tener enlaces de transmisión y recepción en canales distintos, sin interferencia entre ellos.

Nuestra propuesta consiste en utilizar la técnica DFTs-OFDM, para homogeneizar la señal del símbolo OFDM en el dominio del tiempo (reduciendo la posibilidad de picos de potencia), pero sin tener una diferencia significativa entre los tamaños de las transformadas, es decir, para el símbolo OFDM de 64 s-p (OFDM 64) sólo 48 de ellas se emplean para enviar carga útil, así que la DFT se aplica únicamente a esas 48 muestras; de este modo no sufre modificación alguna el tiempo de transmisión ni se disminuye la eficiencia en el uso del ancho de banda.

Por otro lado, la aplicación de la DFT, también funciona como un pre-codificado, al esparcir la información de cada

símbolo modulado, generando un vector de datos correlacionados a la salida de la DFT [16], con la peculiaridad de que este codificado no incrementa la carga de datos; en nuestro caso, esta característica disminuye la cantidad de errores en la recepción.

#### D. Símbolos OFDM de Distinto Tamaño

Para garantizar que en ningún momento la señal que se envía en la antena Tx del nodo FD se sincronizará en la recepción del mismo nodo, se propone la utilización de símbolos OFDM con diferente cantidad de s-p, obteniendo con ello dos sistemas de comunicación virtualmente diferentes coexistiendo en el mismo canal. Aunque no se incrementa la SIC con esta técnica, medida como la reducción de la magnitud promedio del espectro (MPE) de la señal, su aplicación sí favorece la implementación del sistema FD, además de que esto no genera ningún proceso computacional extra, ni sufre alteraciones el uso del canal ni el tiempo de transmisión, como se demostrará más adelante en la sección IV.

### IV. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DEL EXPERIMENTO

El software utilizado para el diseño de los sistemas OFDM y DFTs-OFDM fue GNU Radio, el cual contiene un conjunto de herramientas que permiten el procesamiento digital de señales, a través del enlace de bloques con funciones preestablecidas, además de ser un software gratuito y de código abierto [17], que permite tanto la simulación de proyectos como la implementación física, cuando se cuenta con el hardware apropiado.

Los dispositivos de hardware que se utilizaron fueron las tarjetas USRP B210, de Ettus Research, las cuales permiten la implementación de Radios Definidos por Software (SDR) [18]. El modelo elegido opera en el intervalo entre los 70 MHz y los 6 GHz, con un ancho de banda de hasta 56 MHz, cuando el equipo de cómputo cuenta con la capacidad adecuada.

El experimento implementado consta de tres nodos, dos operando en modo HD y uno en modo FD, como se muestra en la Fig.1. El primer nodo HD funciona como el dispositivo que transmite al nodo FD (HD\_Tx); el nodo FD no sólo recibe la señal, sino que a la vez transmite otra señal que será recibida por el segundo nodo HD (HD\_Rx).

Debido al espacio reducido del laboratorio (6m de largo), no fue posible conseguir que los nodos HD operaran sin interferirse con la simple distancia que los separaba y para conseguirlo se implementó un mecanismo que aislara dichos nodos uno del otro, de manera que fuesen nodos ocultos, mutuamente. El mecanismo consiste de una caja construida con material absorbente de RF, tal que al colocar detrás de ella el nodo HD\_Tx, garantiza una mínima interferencia en el nodo HD\_Rx, tal como se muestra en la Fig. 4.

Para el nodo HD\_Tx se genera un símbolo OFDM de 128 s-p (OFDM 128), de las cuales únicamente 96 contienen carga útil. La carga útil consiste de símbolos con modulación digital QPSK (2 bits por símbolo), éstos se pre-codifican aplicando una DFT de 96 muestras. En el nodo FD se tienen un Rx y un Tx que operan simultáneamente; el receptor recupera el símbolo OFDM 128, proveniente del nodo HD\_Tx. De

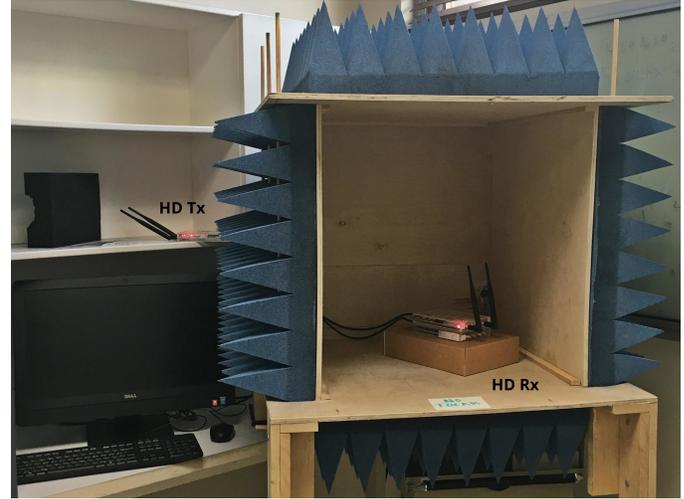


Fig. 4. Aislamiento entre los nodos HD\_Tx y HD\_Rx.

manera simultánea, en el Tx del nodo FD se genera un símbolo OFDM 64, 48 de ellas con carga útil, que se pre-codifican con una DFT de 48 bins. Por último, el nodo HD\_Rx recupera la señal del símbolo OFDM 64. En la Fig. 5 se muestra a bloques cómo se estructuró internamente cada uno de los tres nodos, utilizando el software de GNU Radio, donde el bloque *Ecuación/Recuperación de sub-portadoras*, en ambos receptores, realiza los procesos descritos en C de la sección II.

Para generar las gráficas de BER contra SINR, se transmitió en los 5 GHz, repetitivamente, una carga de 3,840,000 bits en cada enlace, con una frecuencia de muestreo ( $f_s$ ) de 960 KHz; la  $f_s$  se limitó a ese valor para no saturar los recursos de cómputo en el nodo FD, donde se llevan a cabo simultáneamente las tareas de generar la señal a ser transmitida, decodificar y demodular la señal recibida, y almacenar en tiempo real los datos que se transmiten y los que se reciben, para su posterior análisis.

La tasa efectiva de transmisión es la misma, tanto para IFFT de tamaño 64 como de tamaño 128, ya que al duplicar el número de bins en la transformada, se incrementa al doble el número de s-p utilizadas (de 48 a 96), mientras que se reduce a la mitad el número de símbolos OFDM que se transmiten por segundo, esto se demuestra a continuación.

Partiendo del valor de  $f_s$ , que es 960 KHz para ambos casos, se tiene que el tiempo entre muestras  $t_s = 1,041666667 \mu s$ , por lo tanto:

a) Para IFFT de tamaño 64, la separación entre s-p es:

$$\Delta f_1 = f_s / 64 = 15 \text{ KHz} \quad (14)$$

y el símbolo OFDM consta de  $64 + 16 = 80$  muestras, por lo que el tiempo de símbolo es:

$$T_{s1} = 80 \cdot t_s = 83,3333 \mu s, \quad (15)$$

por lo tanto se envían  $10^6 / T_{s1} = 12,000$  símbolos OFDM por segundo. Si se utiliza modulación QPSK, la tasa efectiva de bits por segundo es:

$$R_{64} = 12,000 \cdot 2 \cdot 48 = 1,152 \text{ Kbps}. \quad (16)$$

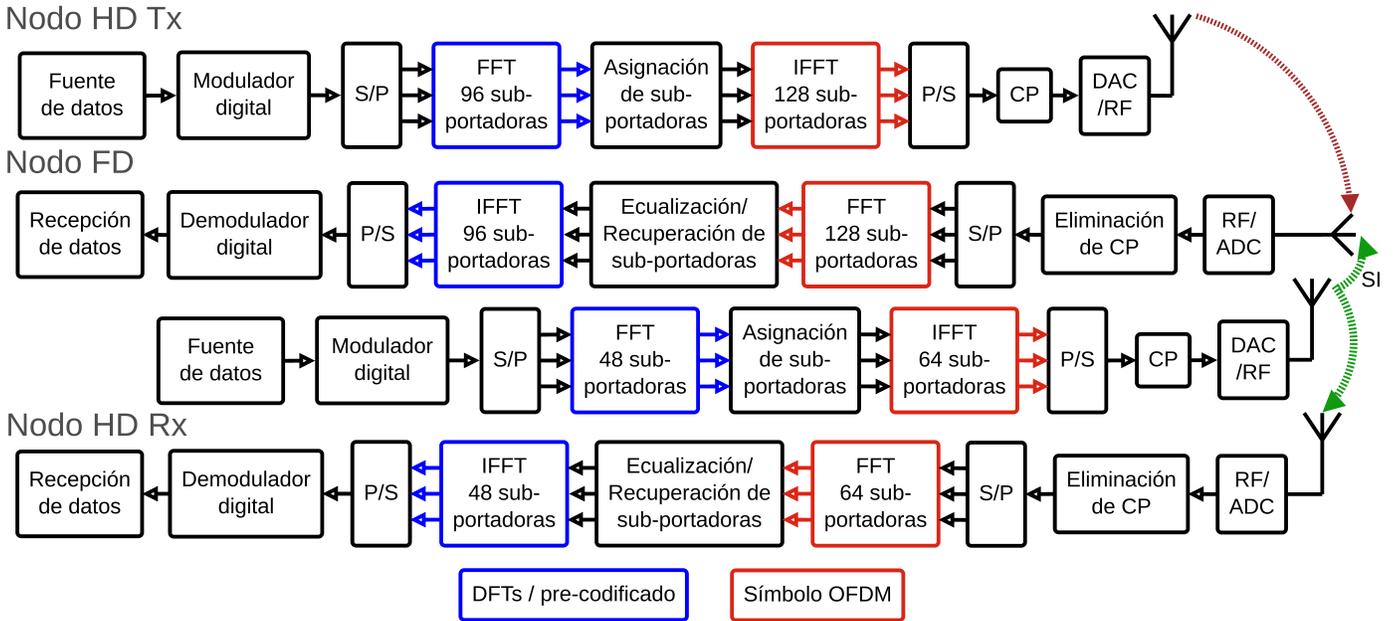


Fig. 5. Diagrama de bloques de los procesos realizados en los tres nodos implementados.

b) Por otro lado, para IFFT de tamaño 128, la separación entre s-p es:

$$\Delta f_2 = f_s/128 = 7.5 \text{ KHz} \quad (17)$$

y el símbolo OFDM consta de  $128 + 32 = 160$  muestras, por lo que el tiempo de símbolo es:

$$T_{s2} = 160 \cdot t_s = 166,6666 \text{ } \mu\text{s}, \quad (18)$$

en este caso se envían  $10^6/T_{s2} = 6,000$  símbolos OFDM por segundo. Si se utiliza modulación QPSK, la tasa efectiva de bits por segundo es:

$$R_{128} = 6,000 \cdot 2 \cdot 96 = 1,152 \text{ Kbps} = R_{64}. \quad (19)$$

Cabe aclarar que esta tasa de transmisión de  $1,152 \text{ Kbps}$  corresponde solamente a la carga útil, y se lograría si no se transmitieran símbolos de sincronía y encabezado, lo cual obviamente no es posible. La tasa real de transmisión se verá reducida en función de la frecuencia con que se envíen los símbolos de sincronía y el de encabezado.

Para calcular el valor de la SINR, en cada transmisión experimental realizada, se implementó el algoritmo propuesto en [19] para señales OFDM, el cual utiliza el segundo momento estadístico en el dominio de la frecuencia y no requiere de símbolos de entrenamiento ni s-p piloto.

## V. RESULTADOS

Para demostrar el funcionamiento del sistema FD propuesto, se implementó un esquema de tres nodos, en el cual se aplicó un mecanismo de aislamiento entre los nodos HD, cuyo desempeño fue medido con la obtención de curvas de BER, en función del incremento en los valores de SINR. Estos resultados se muestran en la Fig. 6, donde la calidad del enlace, al aplicar el aislamiento, se evaluó comparando los valores de BER cuando no hay señal interferente, con

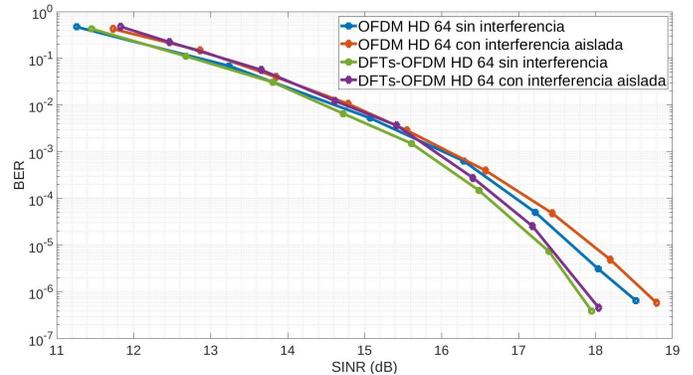


Fig. 6. Desempeño del mecanismo de aislamiento entre los nodos HD en términos de BER.

los correspondientes cuando el nodo HD\_Tx se encuentra funcionando. El aislamiento conseguido entre los nodos HD no fue perfecto, sin embargo se observó que para el mismo valor de SINR (cuando el nodo HD\_Tx transmite y cuando no lo hace) las BERs obtenidas en el enlace FD a HD\_Rx eran muy cercanas, lo cual permitió desarrollar el experimento de transmisión simultánea entre los tres nodos.

El desempeño del nodo FD se evaluó midiendo la cantidad de SIC conseguida con la implementación de ambas técnicas en el dominio de RF (supresión pasiva y supresión activa), comparando las MPE recibidas (con el analizador de GNU Radio en banda-base) con y sin la aplicación de dichas técnicas de supresión. Los resultados obtenidos se presentan en la Fig. 7, donde se muestra el valor de MPE para los distintos valores de ganancia de transmisión, desde los 67 dB hasta 89 dB (correspondiente a la potencia máxima de 20 dBm, de acuerdo a las especificaciones de la tarjeta USRP [20]).

Para valores de ganancia de transmisión inferiores a 67 dB en el Tx del nodo FD, no se detectó ninguna señal en el Rx del

mismo nodo (al aplicar cancelación), lo cual implica una SIC completa, mientras que para valores entre 67 y 89 dB, a pesar de que el nivel de la señal de SI se incrementa paulatinamente, la cancelación conseguida aumenta en una proporción mayor, tal que al llegar a la máxima ganancia (89 dB) también se consigue la máxima cancelación, 58 de 63 dB posibles.

El ruido de piso en banda-base de nuestra plataforma de experimentación (GNU Radio + USRP) es del orden de -115 dB y la máxima MPE (cuando no hay SIC) es de -52 dB, como se aprecia en la Fig. 7, por lo cual el máximo de cancelación posible es de 63 dB (-52 - -115 dB) y el máximo alcanzado, de acuerdo a la Fig. 7, fue de 58 dB; para valores de ganancia entre 73 y 89 dB queda un remanente de SI entre 0 y 5 dB, que puede ser subsanado posteriormente con otras técnicas de SIC.

Al aplicar las dos técnicas en el dominio digital, no se observa un aumento en el desempeño de la SIC, medido en MPE (Fig. 7), sin embargo, al aplicar el DFTs, se obtiene una señal más homogénea en el dominio del tiempo (ver Fig. 8), con lo cual se reduce la posibilidad de que los picos de la señal de SI afecten a la de interés, garantizando una mejor recepción; además, por actuar como un pre-codificador, la cantidad de errores en la decodificación disminuye.

El desempeño del enlace en la recepción del nodo FD se muestra en la Fig. 9, para el enlace de tipo OFDM y el de tipo DFTs-OFDM, donde se mide la BER en función del incremento de SINR, cuando el nodo FD recibe la señal de interés, a la vez que cancela la señal de SI que se genera al transmitir información al nodo HD\_Rx.

Al analizar los datos que dieron lugar a la Fig. 9, se observa que para una BER de  $10^{-5}$  existe una diferencia de apenas 0.034 dB (valor similar para una BER de  $10^{-6}$ ), entre el enlace *DFTs-OFDM HD 128 sin interferencia* (línea verde) y el enlace *DFTs-OFDM FD 128 con SIC* (línea morada), lo cual deja ver que la aplicación de las cuatro técnicas logra una cancelación eficiente de la señal de SI. Al no aplicarse el DFTs, como técnica de SIC, se aprecia una diferencia de aproximadamente 0.2 dB.

No se presenta el caso en que el nodo FD transmite y recibe sin aplicar los mecanismos de SIC, ya que no existe la posibilidad de recibir la señal de interés, debido a que la intensidad de la señal de SI saturaría al receptor en el mismo nodo; en todo caso, al no utilizar símbolos OFDM de distinto tamaño en cada enlace (técnica de SIC implementada en el dominio digital), la recepción del nodo FD sincronizaría la señal de SI, lo cual implicaría una recepción perfecta y constante, pero de una señal que no es la deseada.

## VI. DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS

Técnicas similares a las aquí implementadas, en el dominio de la propagación, ya han sido utilizadas anteriormente [7] [8], ofreciendo buen resultado, motivo por el cual las hemos retomado en este trabajo, complementándolas con nuevas herramientas en el dominio digital, que no han sido aplicadas en sistemas de tipo FD, estas son: uso de símbolos OFDM de distinto tamaño y aplicación de DFTs al símbolo OFDM.

La utilización de símbolos OFDM de tamaños diferentes ofrece como resultado dos sistemas virtualmente distintos ope-

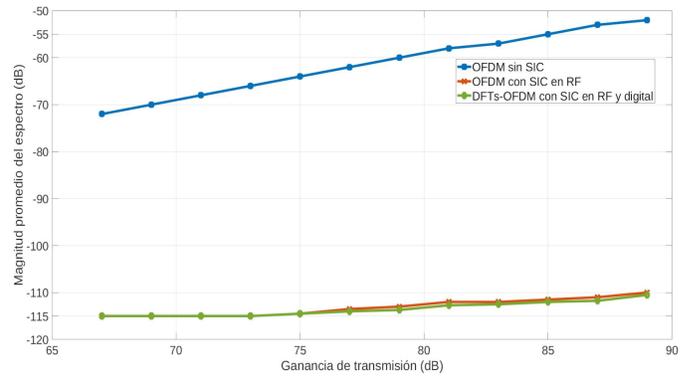


Fig. 7. Cancelación conseguida con las técnicas de SIC en el dominio de RF y con la implementación del DFTs, para distintos valores de ganancia en el transmisor.

rando en el mismo medio, sin alterar el tiempo de transmisión ni el uso del ancho de banda del canal; por otro lado, la aplicación del DFTs vuelve más homogénea la señal de los símbolos OFDM, en el dominio del tiempo, sin disminuir la cantidad de s-p de carga útil, ni modificar la estructura de formación del símbolo OFDM, ofreciendo adicionalmente un pre-codificado a la carga útil, disminuyendo con ello los errores en la recepción.

A diferencia de trabajos previos, que sólo miden cancelación en el nodo FD, sin probar la recepción en el mismo [8] [9], o sin considerar la presencia de más nodos [5] [6] [8], los resultados presentados en este trabajo se han obtenido con transmisiones reales entre tres nodos que operan simultáneamente.

En discordancia con lo publicado en [6], cuyos autores hacen uso de la misma plataforma (GNU Radio + USRP) y aplican únicamente cancelación en el dominio digital, nuestro sistema no podría recibir la señal de interés sin aplicar SIC en el dominio de la propagación, a menos que se considere que las antenas Tx y Rx del nodo FD se encuentran muy distantes. Por otra parte, al observar los resultados que obtuvieron, puede verse que las BERs de las modulaciones digitales en modo FD están muy distantes de las BERs en modo HD, lo cual indica una SIC deficiente, además de que al utilizar sólo 200 de 512 s-p, no se utiliza eficientemente el canal; se podrían incluso tener dos canales en ese mismo ancho de banda utilizando símbolos OFDM de 256 s-p, con 192 de carga útil para cada enlace, sin necesidad de aplicar FD y el desempeño sería mejor. Alternativamente podrían aplicar una DFT extra a la carga útil y obtener un sistema DFTs-OFDM, con 200 s-p ocupadas de 512 y el desempeño sería mucho mejor, pero seguiría sin aprovecharse al máximo el canal.

El trabajo expuesto en [9] presenta una muy valiosa aportación y consigue muy buenos resultados, siendo la herramienta más novedosa que ofrece la construcción de una antena de polarización dual, con la cual consigue el máximo de la SIC reportada, sin embargo el diseño y construcción de antenas es una tarea que se aleja completamente de las posibilidades de muchos grupos de trabajo, como el nuestro. El enfoque del trabajo citado se centra en medir el nivel de SIC conseguida, sin realizar transmisiones para medir BERs ni probar

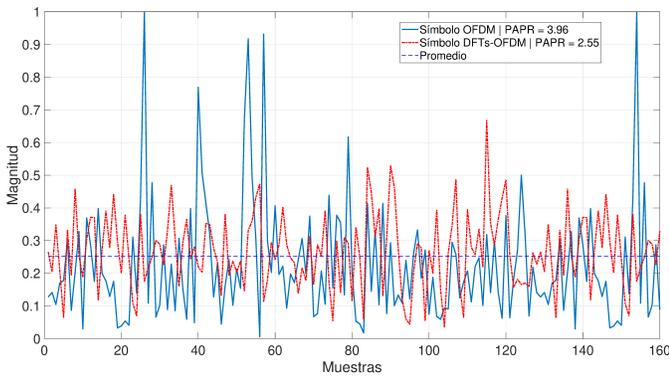


Fig. 8. Homogeneización de las muestras de un símbolo OFDM de 128 s-p y su CP con la DFT.

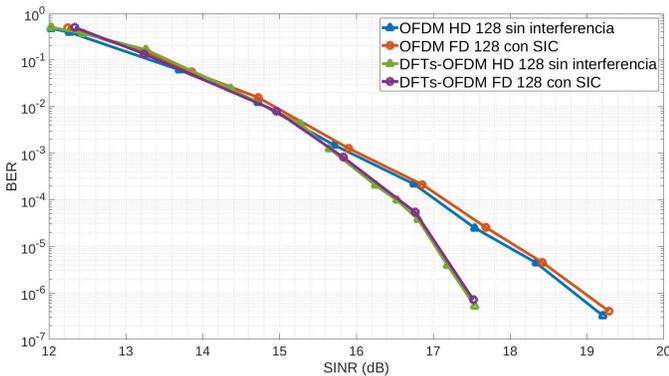


Fig. 9. Desempeño de la SIC en el nodo FD, en términos de la BER.

el funcionamiento en esquemas de tres o más nodos, para comprobar su funcionamiento en un ambiente más cercano al real. Las técnicas propuestas en nuestro trabajo, en el dominio digital, podrían ser implementadas en un sistema como el propuesto en [9] y los resultados podrían resultar en mejoras significativas si se tomaran también métricas de desempeño en función de BERs, además de que también se podría probar la implementación del esquema de 3 nodos aplicando la técnica de aislamiento que se utilizó en nuestro trabajo.

La investigación en los sistemas FD presenta aún varias áreas de oportunidad, dado que requiere la colaboración de distintas tecnologías; no obstante, a pesar de las limitaciones en cuanto al equipo, al área de trabajo y al tiempo para la experimentación, nuestra propuesta contribuye con nuevas herramientas que podrían ser aplicadas junto con otras técnicas de SIC, mejorando así el desempeño de dichos sistemas.

## VII. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló un esquema de tres nodos, estableciendo entre ellos dos enlaces de comunicación simultáneos, sobre un mismo ancho de banda, con dos nodos sencillos (de tipo HD) y uno de tipo FD. Para evitar la interferencia entre los nodos HD, se diseñó un sistema de aislamiento, cuyo desempeño fue satisfactorio.

Los tres nodos se implementaron sobre el software de GNU Radio y las tarjetas USRP B210. En el nodo FD se aplicaron dos técnicas de SIC en el dominio de la propagación, con

las cuales se logró cancelar la señal de SI hasta 58 dB. Dos técnicas más se implementaron en el dominio digital, con las cuales se logra tener dos sistemas virtualmente distintos coexistiendo en el mismo canal y conseguir un desempeño muy cercano al del enlace HD de referencia.

Como trabajo a futuro, se pretende utilizar atenuadores y desplazadores de fase adaptativos, controlados por software en tiempo real, para conseguir una generación más eficiente de la señal canceladora de SI, aumentando consecuentemente el nivel de SIC en el nodo FD. Adicionalmente se podrían utilizar técnicas de filtrado para símbolos OFDM, tal como la que se propone en [21], que podría contribuir en la reducción de la SI en la implementación de sistemas FD.

## REFERENCES

- [1] B. Debaillie, B. van Liempd, B. Hershberg, J. Craninckx, K. Rikkinen, D. J. van den Broek, E. A. M. Klumperink, and B. Nauta, "In-band full-duplex transceiver technology for 5g mobile networks," in *ESSCIRC Conference 2015 - 41st European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, 2015, pp. 84–87.
- [2] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 9, pp. 1637–1652, 2014.
- [3] M. Duarte, "Full-duplex wireless: Design, implementation and characterization," Ph.D. dissertation, Rice University, 2012.
- [4] L. Irio and R. Oliveira, "Distribution of the residual self-interference power in in-band full-duplex wireless systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 57 516–57 526, 2019.
- [5] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 43, no. 4, p. 375–386, Aug. 2013. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/2534169.2486033>
- [6] W. Zhou, G. Villemaud, and T. Risset, "Full duplex prototype of ofdm on gnradio and usrps," in *2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2014, pp. 217–219.
- [7] M. Duarte, A. Sabharwal, V. Aggarwal, R. Jana, K. K. Ramakrishnan, C. W. Rice, and N. K. Shankaranarayanan, "Design and characterization of a full-duplex multiantenna system for wifi networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1160–1177, 2014.
- [8] A. Nagulu, T. Chen, G. Zussman, and H. Krishnaswamy, "A full-duplex radio using a cmos non-magnetic circulator achieving +95 db overall sic," in *2019 USNC-URSI Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium)*, 2019, pp. 71–72.
- [9] M. S. Amjad, H. Nawaz, K. Özsoy, O. Gürbüz, and I. Tekin, "A low-complexity full-duplex radio implementation with a single antenna," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 3, pp. 2206–2218, 2018.
- [10] T. M. Schmid and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.
- [11] A. Ben-Israel and T. N. E. Greville, "Generalized inverses: Theory and applications," 2001.
- [12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory (3rd Ed.)*. USA: Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [13] Radio. Gnu radio manual. [Online]. Available: [https://www.gnuradio.org/doc/doxygen3.7.3/ofdm\\_frame\\_equalizer\\_vcvc\\_8h\\_source.html](https://www.gnuradio.org/doc/doxygen3.7.3/ofdm_frame_equalizer_vcvc_8h_source.html)
- [14] S. Radio. Gnu radio manual. [Online]. Available: [https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr\\_1\\_1digital\\_1\\_1lms\\_dd\\_equalizer\\_cc.html](https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1lms_dd_equalizer_cc.html)
- [15] A. Sahin, E. Bala, R. Yang, and R. L. Olesen, "Dft-spread ofdm with frequency domain reference symbols," in *GLOBECOM 2017 - 2017 IEEE Global Communications Conference*, 2017.
- [16] F. Adachi and A. Boonkajay, "Frequency-domain based single-carrier waveform design through precoder," in *2014 IEEE International Conference on Communication Systems*, 2014, pp. 207–211.
- [17] F. S. Foundation. Gnu radio main page. [Online]. Available: [https://wiki.gnuradio.org/index.php/Main\\_Page](https://wiki.gnuradio.org/index.php/Main_Page)
- [18] NI. About ettus research. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/about/>

- [19] Y. Li, "Blind snr estimation of ofdm signals," in *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2010, pp. 1792–1796.
- [20] NI. Usrc b210. [Online]. Available: [https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/b200-b210\\_spec\\_sheet.pdf](https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/b200-b210_spec_sheet.pdf)
- [21] M. V. Gonzaga Ferreira and F. H. Teles Vieira, "Resource allocation in f-ofdm wireless networks with delay estimation using service curve and envelope process," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 18, no. 07, pp. 1222–1229, 2020.



**Sergio Armas-Jiménez** recibió el grado de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica, en la Universidad Autónoma de Zacatecas, Zacatecas, México, en el 2012 y la Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones, con orientación en Telecomunicaciones, en el CICESE, Baja California, México, en el 2014. Actualmente es alumno del Doctorado en Electrónica y Telecomunicaciones, con orientación en Telecomunicaciones, en el mismo CICESE. Sus intereses de investigación incluyen redes Inalámbricas, Radio Definido por Software,

Sistemas OFDM, Técnicas MIMO y Full Duplex en Banda.



**Jaime Sanchez-Garcia** recibió el grado de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica, en la ESIME-IPN, Ciudad de México, en 1976; Maestría en Ciencias en Instrumentación Electrónica y Telecomunicaciones, en el CICESE, Baja California, México, en 1979, y Doctorado en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, con especialidad en Comunicaciones, en la Universidad George Washington, Washington D.C., EE.UU., en el 2001. En 1988 fue acreedor al premio anual de Telecomunicaciones Ericsson, México. Desde 1979 ha trabajado como

investigador en el Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones del CICESE. Sus intereses de investigación incluyen Redes Inalámbricas, Radio Definido por Software (SDR), Codificación de Canal, Modulación Multiportadora (OFDM), Técnicas MIMO y Full Duplex en Banda. Actualmente es miembro de la IEEE.



**Francisco R. Castillo-Soria** recibió el título de Ingeniero en Comunicaciones y Electrónica y el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería de Telecomunicaciones por el Instituto Politécnico Nacional (IPN) en la Ciudad de México en 1999 y 2004 respectivamente y grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones por el CICESE, B. C, México, en el 2015. Es actualmente Profesor-Investigador de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí (UASLP) y es miembro del SNI nivel 1. Sus principales líneas de investigación son los

sistemas de comunicaciones inalámbricas MIMO-OFDM y el procesamiento de señales para sistemas MIMO multiusuario con modulación espacio/índice.