

Diseño de filtro transversal basado en amplificación distribuida para comunicaciones inalámbricas de banda ultra-ancha

Jorge Aguilar Torrentera, Eduardo José Lorenzo Cañizares,
César González Cervantes

Universidad Autónoma de Nuevo León, Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica,
Departamento de Posgrado en Ingeniería Eléctrica, San Nicolás de los Garza, NL, México
eduardo.lorenzocz@uanl.edu.mx, cesar.gonzalezcr@uanl.edu.mx
Autor de correspondencia jorge.aguilart@uanl.mx

RESUMEN

Los sistemas de banda ultra-ancha han tenido avances notables en su investigación, desarrollo y, de manera destacada, en su normalización por diferentes consorcios internacionales de telecomunicaciones. Estos sistemas están orientados a la transmisión de información codificada a velocidades de algunos gigabits por segundo para enlaces inalámbricos de potencia baja y área de cobertura pequeña. En este artículo se muestra que los filtros transversales de amplificación distribuida constituyen una solución atractiva para los sistemas inalámbricos de banda ultra-ancha. Se detalla el desarrollo de un filtro transversal basado en el principio de amplificación distribuida, el cual se diseña como la etapa “front-end” del receptor. En particular, se muestra un método que permite conformar pulsos de banda ultra-ancha en forma de señales monociclo gaussiano. Se analiza una arquitectura de circuito distribuido que reduce el nivel de ruido equivalente del filtro electrónico y se contrasta el desempeño del filtro transversal basado en celdas de Gilbert. Se ilustra el filtro implementado en forma de un circuito de microondas.

PALABRAS CLAVE

Filtro transversal distribuido, amplificación distribuida, sistemas banda ultra-ancha, celdas de Gilbert.

ABSTRACT

UWB systems have had significant advances on research, development and normalization by different international telecommunication consortiums. Transversal filters constitute an attractive solution for data reception at high-speed applications. This article gives an insight into the fundamental concepts for the development of transversal filters based on the distributed amplification approach. In particular; the method enables shaping pulses conformed as gaussian monocycle signals. The approach is explored based on the selection of a proper filter architecture that introduces lower noise and hence reducing the equivalent thermal noise level of the electronic filter. The functionality of the filter termed a dual-gate transmission line architecture is contrasted against a filter design with Gilbert cells. An implementation is illustrated as a microwave integrated circuit.

KEYWORDS

Distributed transversal filter, distributed amplification, ultra-wideband systems, Gilbert cellst.

INTRODUCCIÓN

El futuro de muchos sistemas actuales pasa por la conectividad inalámbrica, que abilitará la funcionalidad todo tipo de dispositivo a transmitir información sin necesidad de usar cables. La industria especializada en este campo está trabajando intensamente para incrementar la capacidad de transferencia de datos. En el ámbito profesional, las comunicaciones inalámbricas están adquiriendo una relevancia muy superior a la del pasado, gracias a la llegada de nuevas tecnologías emergentes en el campo de la robótica,

Internet de las cosas (IoT) y los futuros vehículos autónomos, entre otras. Las tecnologías inalámbricas de área local (WLAN, por sus siglas en inglés) más utilizadas en nuestros días, como Wi-Fi y Bluetooth,¹⁻² fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin hilos distintos dispositivos en un entorno de cortas distancias a unas velocidades moderadas. Sin embargo, estas tecnologías presentan aún serias limitaciones, entre las que se destacan: velocidad de transmisión reducida con respecto al volumen de información, autonomía de funcionamiento limitada y mejoras en la seguridad de transmisión de información.

La figura 1 muestra una ilustración de un ecosistema digital inteligente, en la que se muestra el ejemplo de un número importante de dispositivos interconectados dentro de un área limitada. La naturaleza variada de las aplicaciones otorga una gran importancia a la escalabilidad y adaptabilidad de cualquier arquitectura de sistema, el cual representa un criterio importante para la adopción basada en estándares. Se requieren estándares que tengan el potencial para realizar un nuevo conjunto de aplicaciones. Sin embargo, hasta la fecha no se han cumplido con otras tecnologías inalámbricas de corto alcance actualmente disponibles (por ejemplo, LAN 802.11 y PAN Bluetooth); esto ha llevado a la formación del IEEE 802.15.3a, Task Group,³ encargado de desarrollar un estándar de capa física basado en UWB para el desarrollo de componentes radio.



Fig. 1. Ecosistema digital actual de los hogares (cortesía: www.dreamstime.com).

En la tabla I se muestran algunos de los parámetros que caracterizan a redes Wifi y Bluetooth, como ejemplos de redes inalámbricas que permiten el desarrollo de ecosistemas digitales.

Tabla I. Algunos parámetros de redes Wifi y Bluetooth.¹⁻²

Parámetros	Redes Wifi 802.11ax a 2,4 y 5 GHz	Bluetooth v5
Velocidad	600 Mbps por stream (80 MHz) Máx. 10000 Mbps	2 Mbps
Alcance máximo	70 m	300 m
Protocolos existentes de seguridad	WEP, WPA, WPA2, and WPA3.	Proceso de pairing, envío de Passkey, LTK (Long Term key).

Con el fin de mejorar notablemente los parámetros de la tabla I, aparece una tecnología, nueva en el ámbito civil, que tiene gran tradición de uso en el campo militar, conocida por ultra banda-ancha o UWB (Ultra Wide-Band). UWB es una tecnología de radiofrecuencia, que se ha desarrollado desde la década de los años 60's. Es por tanto, una tecnología que ha demostrado su potencial en comunicaciones personales y entre dispositivos. Además, si bien inicialmente los equipos UWB eran muy caros debido a la utilización de componentes discretos en las implementaciones, la situación ha cambiado radicalmente con la aparición de los circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC, por sus siglas en inglés). UWB promete revolucionar las redes caseras en los hogares, teniendo aplicaciones tales como la transmisión de imágenes de una cámara digital hacia una computadora, distribuir señales de alta densidad de televisión (HDTV) de un receptor a múltiples aparatos de televisión a lo largo de una casa, la conexión de impresoras a una

computadora, es decir; el remplazo cualquier “cable de información” en el perímetro de un cuarto de una casa, oficina, escuela, hospital o en la industria.⁴

La Comisión Federal de Comunicaciones (FCC, por las siglas en inglés) es una comisión Estadounidense que ha emitido reglas para operar a los dispositivos UWB a una potencia radiada isotrópica equivalente (EIRP, por sus siglas en inglés) de -41.3 dBm/MHz, en un espectro libre de 3.1 a 10.6 GHz con emisiones fuera de banda que tienen niveles de energía extremadamente bajos (ver figura 2a).⁴ Los límites de las emisiones en banda y fuera de banda tienen el objetivo de asegurar que los dispositivos UWB no causen interferencia significativa con servicios licitados y otras operaciones importantes de radio, entre las que se encuentran la telefonía celular, PCS, GPS, 802.11.a, frecuencias satelitales, y canales de radio terrestre.

El 14 de febrero de 2002, la FCC emitió las reglas que gobernarán los dispositivos que trabajen en bandas libres, y entre ellas, los dispositivos para los sistemas de comunicación UWB.⁵ Por ejemplo, la figura 1b muestra la máscara de emisión para comunicación en interiores. El uso de la tecnología UWB bajo la supervisión de la FCC ofrece capacidades de tasas de transmisión del orden de algunos Gbps con área de cobertura de hasta 10 m. La figura 2b también muestra las máscaras de emisiones en banda y fuera de banda en otras regiones del mundo. El estándar incluye la regulación de emisiones para los dispositivos UWB con la finalidad de mantener compatibilidad con los servicios de radio existentes y planificados. Los dispositivos pueden operar utilizando el espectro ocupado por los servicios de radio sin causar interferencia que degrade el desempeño, permitiendo un mejor uso del espectro radioeléctrico.

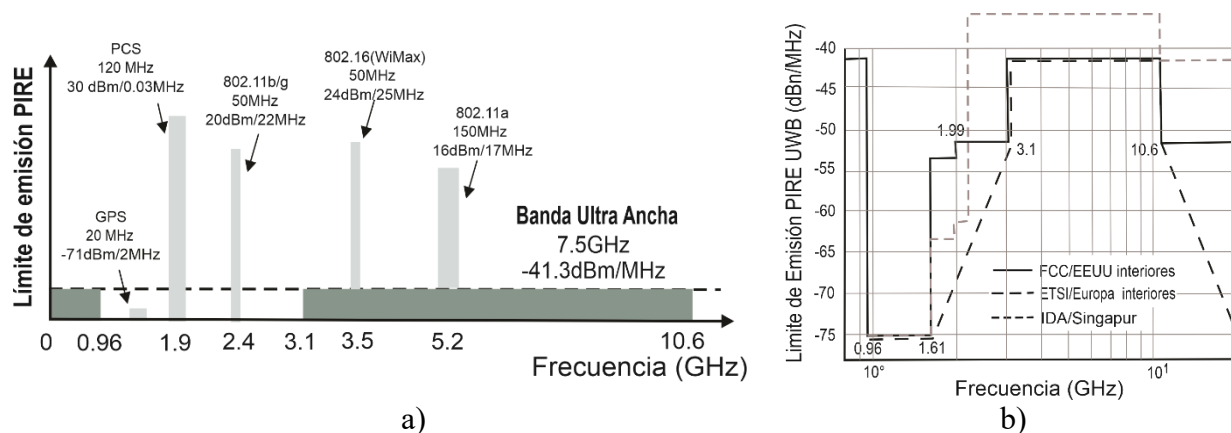


Fig. 2. Espectro UWB: (a) asignación de banda UWB y otras redes inalámbricas existentes; (b) Máscara de emisión UWB de diferentes regiones.

La FCC define las señales de UWB como aquellas que tienen una fracción de ancho de banda menor o igual a 0.20, o una UWB con ancho de banda de al menos 500 MHz. La definición precisa de UWB es “la banda de frecuencias delimitada por los puntos que son 10 dB menores a la mayor radiación de emisiones”. Además, se ha propuesto UWB para los estándares de la capa física de las futuras redes de área personal inalámbricas de alta velocidad (WPAN, por sus siglas en inglés).⁶ Una propuesta se denomina multi-canalización por división de frecuencia ortogonal multibanda (MB-OFDM) y la otra es banda ultra-ancha de secuencia directa (DS-UWB). En el caso de IEEE 802.15.4a, la propuesta de DS fue aprobada para radios de baja velocidad debido a que el protocolo de transmisión utiliza espectro disperso.⁷ Además, se está discutiendo la incorporación de UWB como capa física para Bluetooth, en el caso de IEEE 802.15.1 así como el estándar ECMA-368, que coincide con el ISO/IEC 26907 y emplea OFDM multi-banda (MB-OFDM).

En el presente trabajo se considera la transmisión de pulsos UWB conformado para los anchos de banda del espectro disponible sin emplear algún esquema de multi-canalización. Funcionalmente, esta capacidad elimina la necesidad de conmutar entre distintos amplificadores de bandas más estrechas y, por lo tanto, contribuye a incrementar el rendimiento, ahorrar tiempo y costo de la implementación. Las grandes ventajas

que se derivan del gran ancho de banda de los sistemas de comunicaciones UWB permiten el desarrollo de sistemas inalámbricos de corto alcance en decenas de metros y velocidades de transmisión de varios gigabits/s. Además, pueden emplearse como la etapa “front-end” del receptor al proveer cierto nivel de amplificación de señales de RF al emplear los modernos transistores de microondas.

En particular, el presente trabajo tiene como propósito realizar un estudio comparativo entre estructuras distribuidas que se han publicado ampliamente en la literatura, (⁸⁻⁹ por ejemplo) con el fin de evaluar su desempeño para uso potencial en los sistemas de comunicaciones UWB. Los filtros transversales de banda ancha a considerar posibilitan la conformación de pulsos de duración en el régimen de fracciones de nanosegundo.

MARCO TEÓRICO

Para comprender los retos de los sistemas UWB se citan algunos parámetros de los sistemas UWB en cuanto a la capa física¹⁴ Se requieren velocidades de transmisión desde 110 Mbps para enlaces de 10 metros, 480 Mbps a un metro y hasta 1.6 Gbps en distancias más cortas. Los filtros transversales como conformadores de pulsos pueden satisfacer ampliamente estos requerimientos.¹⁰

Se propone emplear el uso de filtros transversales como procesadores de señales que permiten generar y procesar pulsos de alta velocidad de acuerdo con una función preestablecida.¹⁰ Las implementaciones de filtro deberán modular directamente una forma de onda de tipo impulso con tiempos de subida / bajada pequeños que ocupan varios GHz de ancho de banda. En la referencia,¹¹ se propone utilizar un pulso UWB definido como el monociclo gaussiano, el cual es obtenido por diferenciación de la forma de onda gaussiana estándar. Esta formalización se ha utilizado para evaluación analítica de sistemas UWB. La forma de onda viene dada por:

$$u_g(t) = A \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{T_d} \right)^2 \right] e^{(-2\pi(t/T_d))^2} \quad (1)$$

donde la amplitud A se puede utilizar para normalizar la energía del pulso y T_d es el parámetro de duración de pulso. La figura 3 muestra este pulso monociclo. Se muestra que el pulso tiene una asimetría espectral que se asegura un nivel nulo a corriente directa, sin embargo; posee una energía significativa cerca de la frecuencia 0 Hz y se extiende hasta el ancho de banda del sistema, $B_S \approx 1/T_d$.

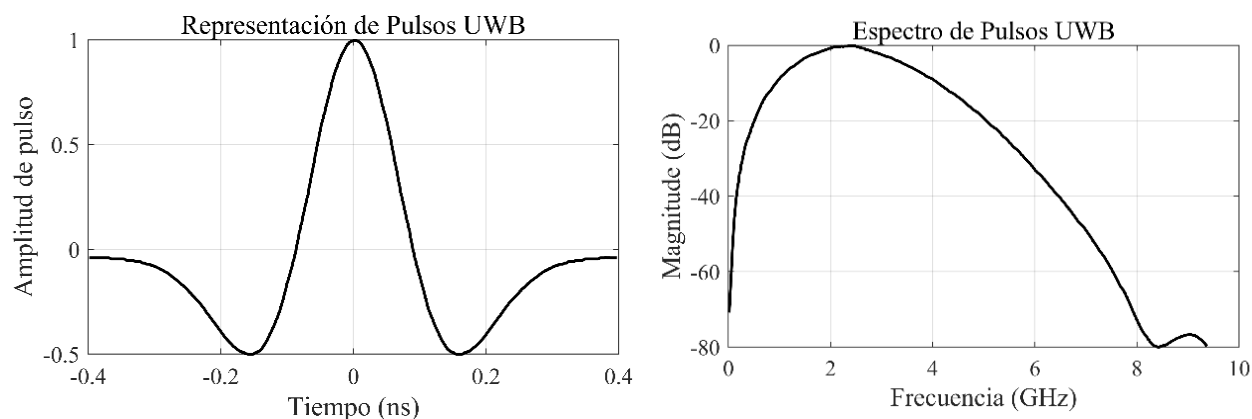


Fig. 3. Forma de onda de pulso UWB de amplitud normalizada. Monociclo gaussiano en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

Claramente, tales pulsos de banda base no son adecuados para la máscara espectral FCC y apuntan a la necesidad de otras formas de pulso. Uno de estos pulsos de banda ancha que se adapta mejor al control

espectral dentro de la máscara se muestra en la figura 4.¹ Este pulso es simétrico espectralmente y se puede describir como una portadora de RF con ventana Hanning.

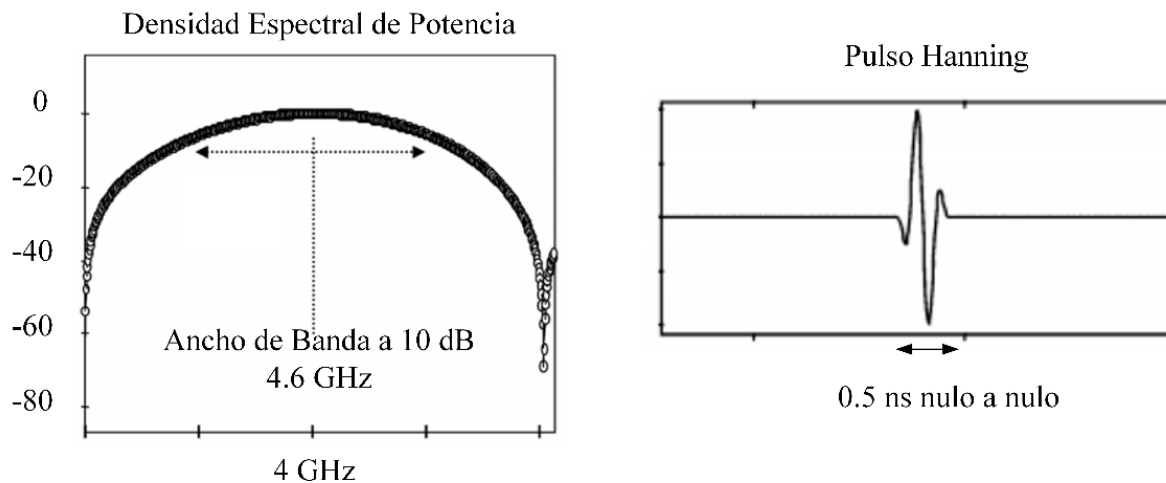


Fig. 4. Espectro de la onda de pulso UWB y pulso de duración 0.5 ns.

El pulso UWB se caracteriza por dos parámetros f_c , f_s , donde f_c es la frecuencia deseada en el centro de banda y f_s es una frecuencia de modulación que afecta principalmente al ancho de banda de la señal transmitida. El pulso es generado modulando una señal portadora RF a la frecuencia central deseada f_c con una ventana de Hanning dada por:

$$u_H(t) = 0.5 \left[1 - \cos(2\pi f_s t) \right] \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

Los pulsos de la ecuación 2 garantiza de que se transmita bajo nivel de energía por encima de las bandas de las frecuencias de corte. Utilizando identidades trigonométricas en la ecuación 2, uno puede ver que el pulso tiene tres componentes con un perfil cosenoidal que están limitadas por una ventana en tiempo. La duración de la función compuerta que limita la extensión temporal del pulso puede ser igual al tiempo de bit de duración aproximada de 0.5 ns.

Un diseño práctico de circuitos de microondas que generen una portadora con "la envolvente de Hanning" implica la utilización de mezcladores con anchos de banda de modulación amplios. Esto es complicado además de requerir demodulación síncrona para detección del pulso en el receptor. En este artículo proponemos el método de filtrado transversal basado en el principio de amplificación distribuida que permite la conformación de pulsos propuesta.

DISEÑO DE FILTROS TRANSVERSALES

La figura 5 muestra un esquema conceptual del filtro transversal distribuido (DTF, por sus siglas en inglés). Para un modelado preciso de DTF, es necesario distinguir los componentes de circuitos distribuidos que retrasan y amplifican los pulsos de entrada de los componentes que dan forma a pulsos ultracortos. La limitación inherente del ancho de banda de todas las celdas activas distribuidas debe tenerse en cuenta en el modelo e incluirse como una función de frecuencia de banda ancha. La función de modelado de pulso general introduce un retardo plano y una distorsión en banda baja sobre la función de paso de banda del filtro. Por lo tanto, un pulso estrecho ideal aplicado a la entrada (representación superior izquierda en la

figura 5), dará como resultado una dispersión de los pulsos de salida de los bordes con un aumento más lento que el original (representación inferior derecha).

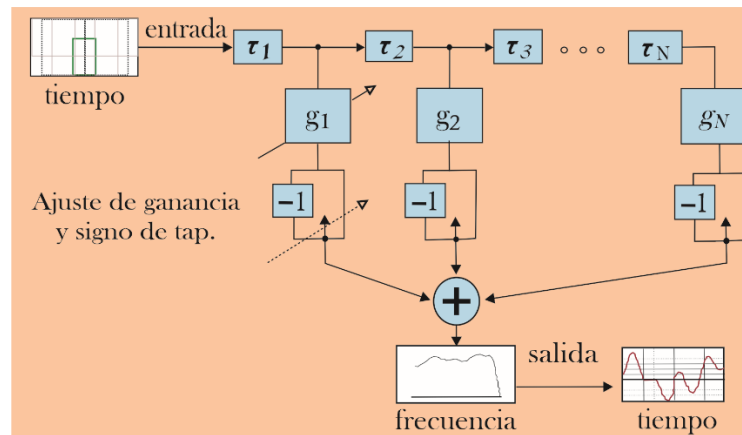


Fig. 5. Esquema conceptual para el filtro transversal con retardos de etapa diferencial desiguales y ganancias de derivación desiguales.⁹

Las estrategias de diseño de circuitos analógicos, consideradas previamente para DTF de velocidad de símbolo en,¹² se aplican para el diseño del filtro propuesto. Las ganancias de derivación se ajustan aplicando voltajes de polarización externos para establecer el vector de peso de ganancia de tap $\mathbf{g} = (g_1, g_2, \dots, g_N)$; normalizadas con la ganancia máxima que se establece de manera efectiva por los dispositivos activos (transconductancias). Como se muestra a continuación, los pulsos de entrada se retardan mediante la conexión en cascada de secciones básicas de retardo y el vector de retardo diferencial $\boldsymbol{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N)$ se pueden aproximar al retardo entre etapas analógico requerido para la conformación del pulso. La respuesta de un filtro transversal de N -etapas está dada por:¹²

$$h_{DTF}(t) = \sum_{n=1}^N G_n p\left(t - \sum_{k=1}^n \tau_k\right), \quad (3)$$

donde $p(t)$ es el pulso de entrada angosto.

Para tal funcionalidad, se precisa de una topología de celda que sintetice los coeficientes de la función con valores positivos y negativos. Los coeficientes G_n en la ecuación 3 denotan a elementos de un vector de coeficientes de ganancia ajustable con valores positivos y negativos. Como se observa en la figura 5, la arquitectura de los filtros de respuesta finita (FIR, por sus siglas en inglés) presentan grados de libertad en la selección de las ganancias (G) por etapa o *tap* así como el retardo entre *taps* (τ). En lo sucesivo, el filtro se trata como un amplificador distribuido, el cual estará formado por varias etapas de amplificación aditiva.

La figura 6 ilustra los elementos de un amplificador distribuido convencional. Éste se forma por dispositivos activos conectados en paralelo. Los elementos activos presentan capacitancias intrínsecas parásitas que se absorben para formar líneas de transmisión resultando en estructuras de alta frecuencia con anchos de banda cercanos a la figura de mérito de los dispositivos activos. Dichas estructuras se conocen como líneas de transmisión artificiales (ATL, por sus siglas en inglés). La señal de entrada viaja a lo largo de la línea para alimentar a cada elemento activo distribuido¹³ de tal manera que el voltaje en el puerto de salida se genera por los acoplamientos activos a lo largo de la línea de entrada dando lugar a la amplificación aditiva. Esta característica requiere que la línea de entrada (compuerta) y la línea de salida (drenador) tenga el mismo retardo de fase, es decir; éstas se encuentren sincronizadas.

Las ATLs se comportan como elementos de parámetros concentrados LC que se analizan como una conexión periódica de estructuras básicas en “T”, como se muestra en la figura 6b¹³. Las capacitancias en derivación corresponden a la capacitancia parásita de los dispositivos activos. Para tener acoplamiento de banda ancha, las capacitancias de los dispositivos se absorben para formar una ATL de impedancia característica de 50 Ohms. Esto requiere la síntesis de inductancias utilizando microcintas de impedancia característica alta y así las terminaciones ohmicas de las líneas pueden absorber la onda incidente debido al acoplamiento de impedancia. Cada sección básica en T introduce un retardo de onda dado por $\sqrt{LC}$. Para el diseño de filtros, se requiere una conexión en serie de n -etapas, lo que incrementa el retardo de la onda en dicha sección por $n\sqrt{LC}$.

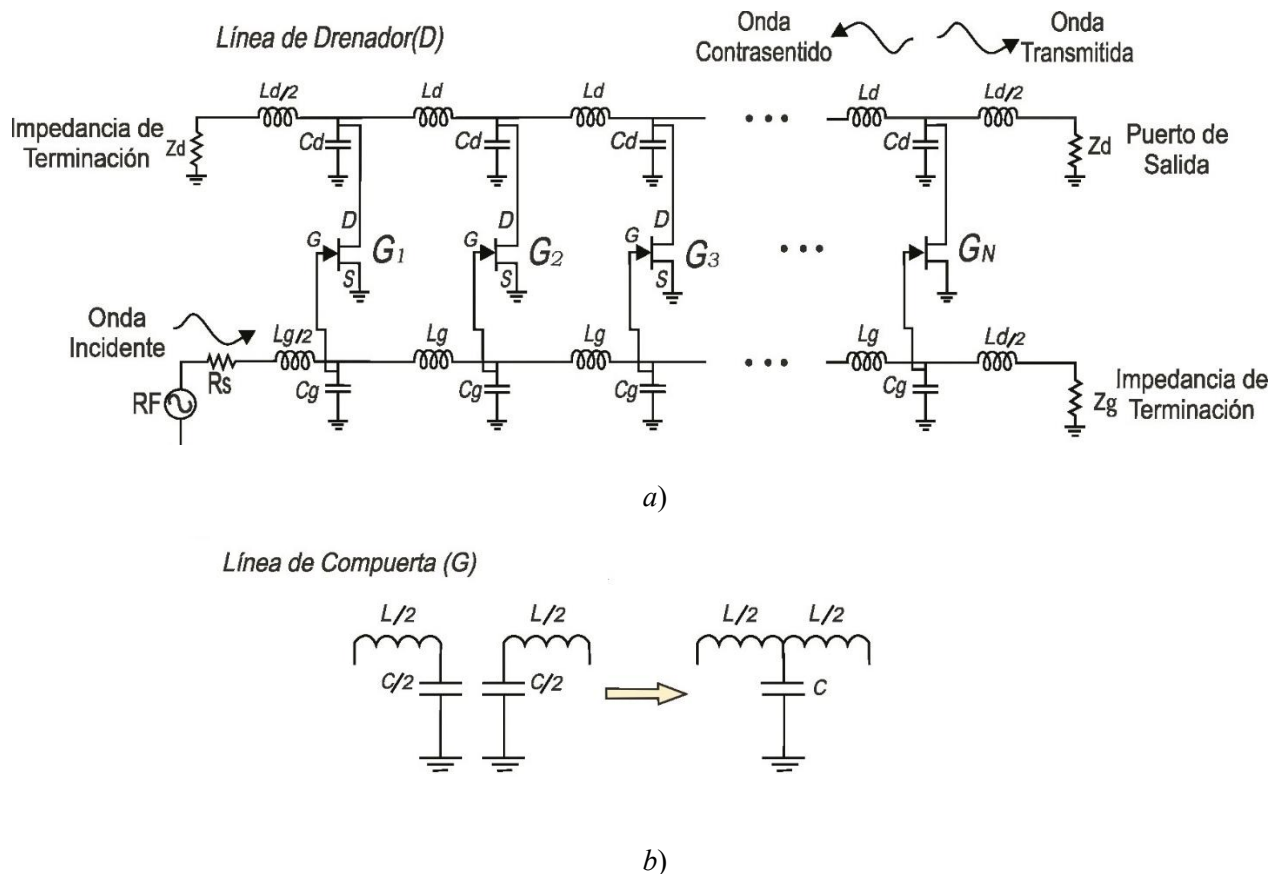


Fig. 6. Amplificador distribuido. a) diagrama esquemático con HEMT, b) estructura en T básica.

Filtro de línea de drenadora dual y filtro con celda de Gilbert

La posibilidad de ajustar signo de tap de un filtro transversal puede realizarse de dos maneras. Un método es la transmisión diferencial de señales en líneas de transmisión paralelas. Esto se lleva a cabo a través de acoplamientos en los nodos de acceso de los dispositivos activos y conversión de la componente de onda diferencial incidente en el puerto de salida usando un circuito balun⁹. En otra opción, el cambio de signo puede resolverse en cada nodo de la estructura distribuida al incluir una celda de circuito diferencial, tal como la celda Gilbert, que permite acoplar en la línea de transmisión de salida pulsos con diferente signo.⁴

La figura 7 ilustra la estructura para la realizar la síntesis de filtro y que ha sido ampliamente investigada.^{9-10,12,14} Las 3 líneas de retardo de la estructura se diseñan como líneas de transmisión artificiales. La línea de transmisión de entrada es la línea de compuerta común (ATL-G) mientras que las líneas superior e inferior son las dos líneas de drenador (ATL-D). En particular, las líneas ATL-D se pueden

tratar como líneas paralelas apareadas creando un acoplamiento activo diferencial.¹⁵ Para tal efecto, la componente diferencial de la onda incidente (propagándose en contrasentido) se obtiene por el desbalance del circuito balun a la salida como se ilustra en la figura 7.

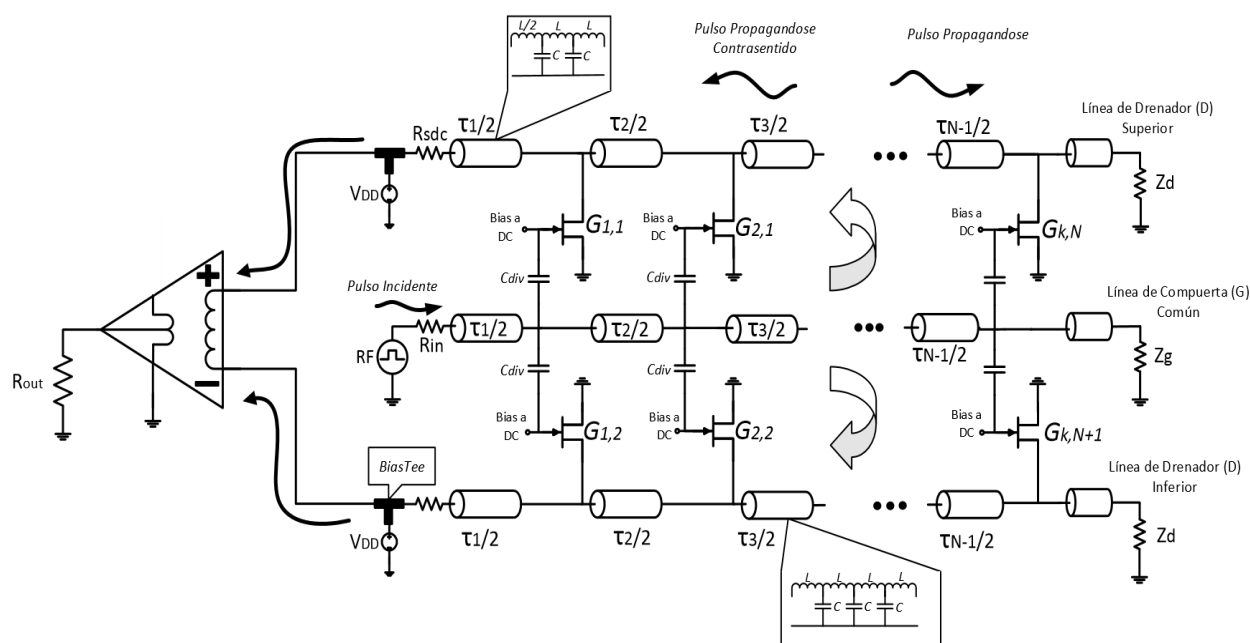


Fig. 7. Estructura propuesta de filtro transversal con línea dual de drenador.

Para obtener una línea paralela apareada diferencial, los componentes de las señales transmitidas deberán ser complementarias. Para tal fin, los valores de transconductancia de los dos dispositivos acoplados en el mismo nodo de compuerta emplean las siguientes relaciones de transconductancia alta (g_a) y transconductancia baja (g_b):

$$\begin{cases} g_{a,k} = g_{m,0} + \Delta g_k, \\ g_{b,k} = g_{m,0} - \Delta g_k. \end{cases} \quad (4)$$

donde $g_{m,0}$ representa un valor de transconductancia de referencia y Δg_k representa una variación de nivel de transconductancia. El valor de referencia se elige como el valor medio del intervalo de valores de transconductancia del FET que puede tomar el FET en modo de saturación de canal. Entonces, la ganancia de celda diferencial G_k se determina por la ecuación:

$$G_k = g_{a,k} - g_{b,k} \text{ ,} \quad (5)$$

donde la máxima ganancia de celda diferencial ($G_{k,\max}$) puede ser igual a la máxima transconductancia de un FET, el cual se obtiene al aplicar voltaje de compuerta altos sin degradar la transconductancia del dispositivo.¹⁶

Por otro lado, en el diseño MMIC basado en celdas de Gilbert, cada celda en los filtros transversales se usa como un amplificador de ganancia controlada.⁸ En el *setup* de la simulación la figura 8a, los subcircuitos corresponden a la celda de Gilbert mostrada en la figura 8b. La parte superior de la celda de Gilbert consiste de dos pares de fuente acoplada, de los cuales, las terminales de drenador de dos FETs en las dos celdas diferenciales se conectan para producir señales diferenciales, las cuales son controladas por voltajes de alimentación de compuerta. La celda de Gilbert puede trabajar como un dispositivo de alta frecuencia. Esto

en virtud del fuerte desacople entre la impedancia de entrada, Z_{in} (ver figura 8b) y la impedancia del par fuente acoplada de entrada.¹⁷ Para el diseño de filtro transversales, la impedancia de la celda está diseñada para acoplarse directamente a la línea de transmisión artificial de característica impedancia de $50\ \Omega$ mientras la impedancia alta de la celda de Gilbert resulta en un excelente acoplamiento en la línea de salida.

La implementación a nivel de transistores requiere varios niveles de alimentación de corriente directa. La fuente de corriente de alimentación I_{tail} deberá tener una resistencia muy alta para asegurar características eléctricas simétricas de las celdas, lo que lleva al diseño de un espejo de corriente y por ende un mayor número de FETs y mayores niveles de alimentación.¹⁷

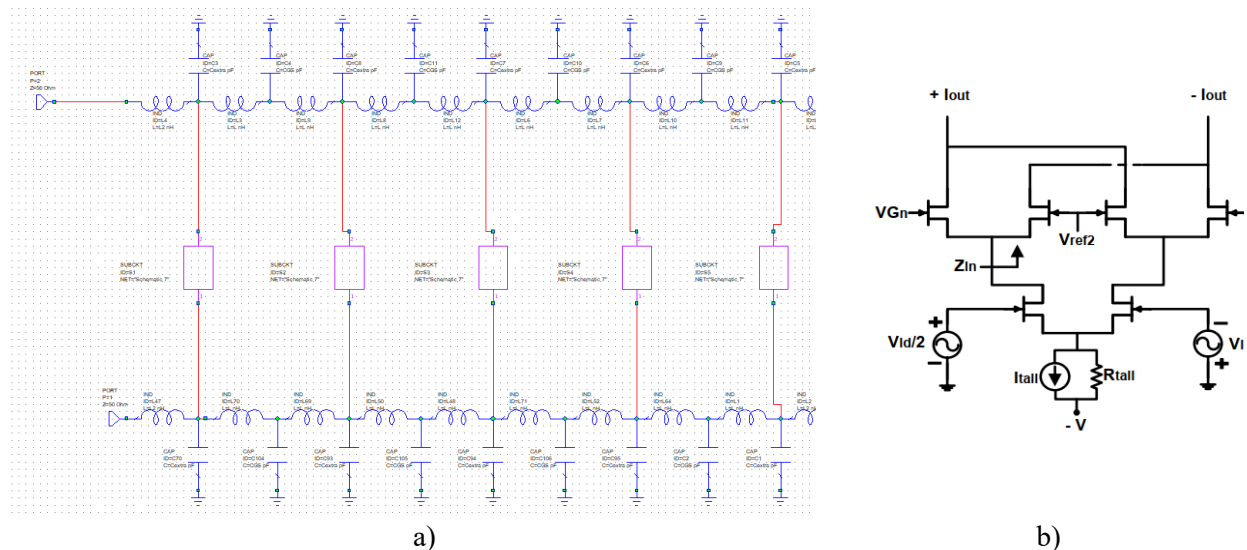


Fig. 8. Simulación de filtros transversal con celda de Gilbert usando Microwave Office®. a) configuración con dos líneas de transmisión artificial, b) celda de Gilbert como subcircuito del filtro.

Comparación en el desempeño

Para comparar ambas estructuras es necesario considerar el hexágono de RF¹⁸ para discutir los compromisos de diseño de ambos filtros en término de: potencia de alimentación, ruido, ganancia y complejidad. Por otro lado, la estabilidad y la linealidad no tienen relevancia en el diseño de filtros transversales para aplicaciones de baja potencia.

Es evidente que la celda de Gilbert presenta una mayor complejidad con respecto a la celda de transistores acoplados. Además, el uso de celdas requiere usar voltajes de alimentación más altos y, por ende; se incrementa el consumo de potencia sustancialmente en las resistencias de terminación. El requerimiento de bajo ruido resulta de gran interés dada la aplicación. La figura 9 muestra resultados de simulación de la densidad espectral de corriente de ruido de ambos filtros transversales. El transistor empleado es el transistor de heterounión HEMT de bajo nivel de ruido NE3210. En ambas implementaciones, las ganancias de tap se ajustaron a su nivel más alto. Los resultados de densidad de ruido de salida reflejan en cierto grado el nivel de complejidad de las celdas. La densidad de corriente de salida de la configuración con celdas de Gilbert resulta ser al menos dos veces la densidad de corriente de salida de la configuración de filtro con drenador dual.

La figura de ruido de los filtros transversales define la relación señal a ruido y por tanto el rendimiento de tasa de errores del enlace.¹⁹ Por tanto, la posibilidad de incrementar la ganancia en voltaje promedio de cada celda resulta fundamental. Para tal fin, los transistores modernos de microondas tienden a incrementar

la ganancia en voltaje intrínseco.²⁰ Así mismo, uno puede implementar transistores en MMIC escalando la transconductancia máxima con el ancho de compuerta del HEMT.

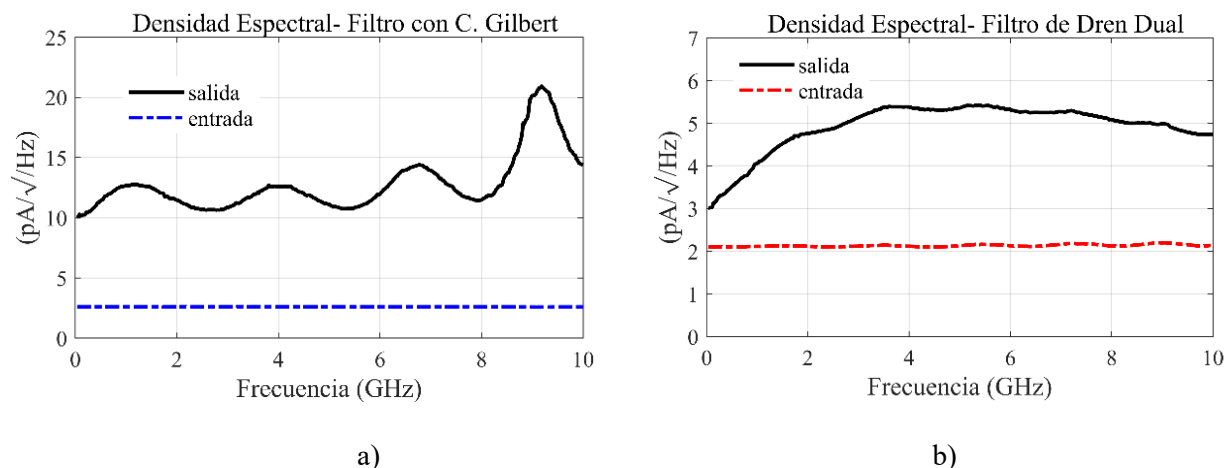


Fig. 9. Densidades de corriente de ruido de entrada y salida simuladas para filtro basado en celda de Gilbert (a) y filtro basado en línea de drenador dual (b).

En cuanto a la configuración del filtro de drenador dual, la utilización de transistores con ganancia de voltaje intrínseca alta no solamente aumenta la transconductancia sino que también reduce la conductancia del canal de drenador. Esto último reduce las pérdidas en ambas ATL- D ¹⁰ Entonces, la figura de ruido con altos niveles de transconductancia estará limitada finalmente por los elementos parásitos que se absorben en las ATL en la configuración de los filtros transversales de drenador dual.

Por otro lado, en la configuración de filtro transversal de celda de Gilbert, la ganancia en voltaje depende de la transconductancia en los pares de fuente común salida. En un análisis detallado en,¹⁷ se muestra que la impedancia interna Z_{in} se reduce por el mismo factor con el que la transconductancia controlada se incrementa. Entonces, la impedancia de carga del par diferencial de entrada a la etapa seguidora (Z_{in} , ver figura 8) se reduce con el escalamiento de la compuerta para mayor ganancia. Como resultado, la ganancia en voltaje de la celda Gilbert no puede incrementarse al diseñar los pares de salida con mayores tamaños de compuerta. La ganancia de la celda de Gilbert por tanto se fija para cualquier HEMT a la mitad de la transconductancia en la salida. La celda de drenaje dual tiene mejor relación transconductancia a corriente de drenaje (g_m/I_{DS}) que la configuración de la celda de Gilbert. Por lo tanto, el filtros transversal de drenador dual mejora el comportamiento de ruido y ganancia de voltaje.

Aspectos de la síntesis de filtro

El método de síntesis se enfoca en los pulsos de envolvente Hanning. Aplicando identidades trigonométricas a la ecuación 2, se puede observar que el pulso tiene tres componentes con un perfil cosenoidal. Éstas se localizan alrededor de las frecuencias f_s , $f_c - f_s$ y $f_c + f_s$. f_c es la frecuencia en el centro de banda igual a 5.0 GHz y f_s es la frecuencia de modulación igual a 2.3 GHz. La figura 10 muestra puntos de muestreo en donde se tiene inflexión del pulso UWB. El pulso que cumple con el periodo del monociclo deberá tener una duración igual al recíproco de $1/f_s$ igual a 434.7 ps.

Estos puntos de muestreo se traducen en un vector de ganancia normalizada $\mathbf{G} = (0.02, -0.48, 0.98, -0.71, 0.12)$ y vector de retardo diferencial entre etapas $\boldsymbol{\tau} = (78, 89, 97, 76)$ ps referidos a un tiempo total de 434.7 ps.

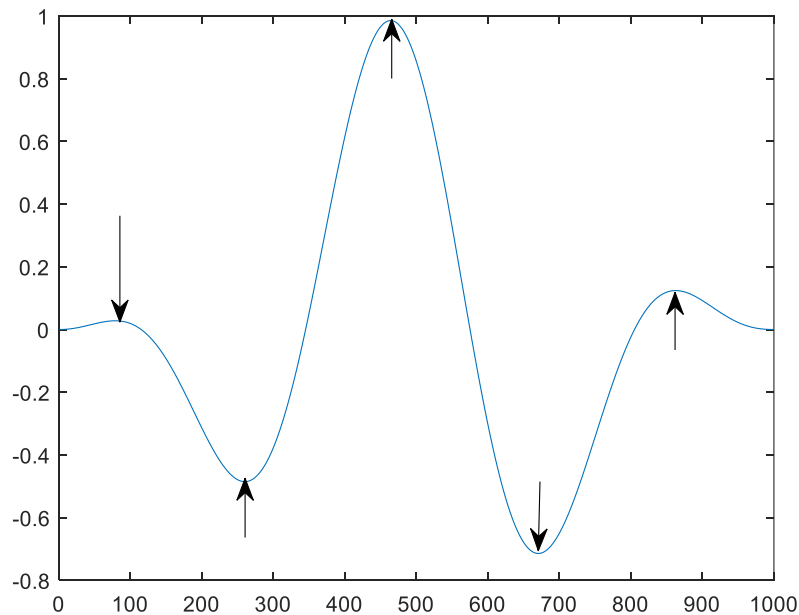


Fig. 10. Pulso con envolvente de Hanning normalizado.

La metodología de diseño ha sido bien documentada en la literatura para aplicaciones de señales multi-
tono para sistemas CDMA [9] pero que tiene gran similitud con la generación de pulsos UWB. En el proceso
de diseño, se parte del modelo equivalente del HEMT así como la determinación de la frecuencia Bragg
con la que se pueden diseñar las ATLs. El diseño debe cumplir el principio de integridad de los pulsos en
la que se emplea una función auxiliar que factoriza las limitantes en frecuencia, como se ilustra en la figura
5. Entonces la degradación del tiempo de subida (rise time) de las 5 etapas se puede generalizar para todos
los pulsos propagándose en diferentes rutas del filtro de tal manera que se pueda determinar la frecuencia
de corte a 3-dB del filtro transversal. Esta selección asegura la tasa de cambio de todos los pulsos a la salida
de conformidad a la transición de las componentes senoidales del pulso Hanning.

La figura 11a muestra el prototipo de 5 celdas fabricado como un MIC y transistores discretos HEMT.
El retardo total del filtro (tiempo de span) es aproximadamente igual a 450 ps. La figura 11b permite
comparar los resultados de simulación con los resultados de medición. Se muestra que el pulso medido y
los resultados de simulación muestran una buena correspondencia.

Para este fin se almacenó la forma de onda calculada en el software propietario “Keysight BenchLink
Waveform Builder” con la leyenda en inglés HANNING_PULSE y que permite comparar en el mismo eje
de tiempo los resultados medidos con la leyenda en inglés FILTER PULSE.

En la medición se hicieron algunos ajustes finos en los voltajes de control de ganancia para ajustar la
respuesta. Esto permite constatar que la estructura del filtro transversal tiene un alto nivel de sintonización.

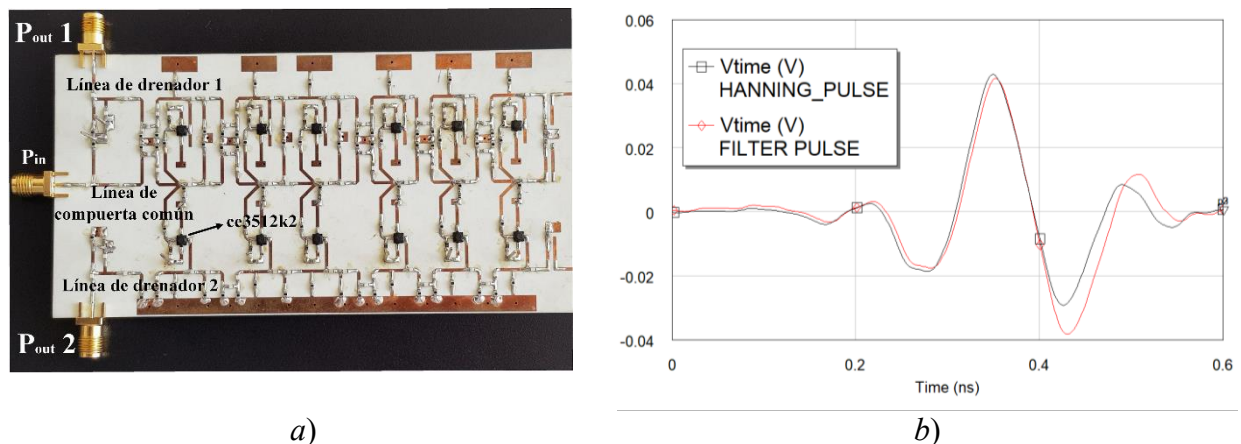


Fig. 11. Resultados del diseño y fabricación del filtro transversal. a) Fotografía del prototipo de 5 para generación de pulsos de envolvente Hanning, b) Comparación de resultados simulados y medición. Las mediciones se llevaron a cabo con un osciloscopio digital Keysight® PicoScope a 3 GHz en el Laboratorio de Aviónica de CIIIA-FIME UANL.

CONCLUSIONES

Este artículo presenta a los filtros transversales basados en la amplificación distribuida como subsistemas analógicos con capacidades de transmisión y recepción de señales de banda ultra-ancha. Se muestra la capacidad de conformación de pulsos usando estructuras periódicas que proveen tasas de cambio altas para optimización de respuestas en forma de pulsos monocíclicos, en particular; aquellos con características espectrales dentro del intervalo del espectro radioeléctrico solicitado. Además, se muestra una arquitectura de filtro transversal que mejora el desempeño desde el punto de vista de ruido electrónico introducido de tal manera que posibilita la mejora de los márgenes de presupuesto de potencia de los enlaces inalámbricos. Así mismo, el filtro con estructura de drenador dual presenta menor consumo de potencia que aquel para la implementación con celdas de Gilbert. Esta característica es significativa para los equipos terminales de los sistemas inalámbricos móviles o también para los esquemas de redes de sensores inalámbricos que emplean técnicas *energy harvesting*. El diseño del filtro transversal se puede implementar en forma de MMIC con esquemas de fundición comerciales como una solución asequible para el desarrollo de sistemas inalámbricos.

REFERENCIAS

1. S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Somayazulu and D. G. Leeper, "Ultrawideband Radio Design: The Promise of High-Speed, Short-Range Wireless Connectivity," *Proc. of IEEE*, Vol. 92, no. 2, Feb. 2004.
2. <https://www.incibe-cert.es/blog/seguridad-bluetooth-fortalezas-y-debilidades>.
3. G. R. Hiertz, Y. Zang, J. Habetha and H. Sirin, "IEEE 802.15.3a Wireless Personal Area Networks - The MBOA Approach," *11th European Wireless Conference 2005 - Next Generation wireless and Mobile Communications and Services*, Nicosia, Cyprus, 2006, pp. 1-7.
4. "SG3a Alternate PHY Selection Criteria," IEEE, IEEE P802.15-02/105r25, 2002.
5. <https://blogthinkbig.com/ultra-wideband>.
6. Y. Zhu, J. D. Zuegel, J. R. Marciante and H. Wu, "Distributed Waveform Generator: A New Circuit Technique for Ultra-Wideband Pulse Generation, Shaping and Modulation," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 3, pp. 808-823, Mar. 2009.
7. "IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 1: Add Alternate PHYs," in *IEEE Std 802.15.4a-2007 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006)*, vol., no., pp.1-210, 31 Aug. 2007.

8. Lee, J., Freundorfer, A., "MMIC Adaptive Transversal Filtering using Gilbert Cells and is Suitable for High-Speed Lightwave Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 12, Feb., (2000) .
9. J. Aguilar-Torrentera, G. Sánchez, R. Rodríguez-Cruz, y I. Darwazeh, Extending Distributed-Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA, *IEICE Trans. electron.*, pp. 11, 2018.
10. Aguilar Torrentera, J, "Distributed Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations", Department of Electronic and Electrical Engineering, Ph.D. Thesis, University College London, UK, (2005) .
11. Y. Zhu, J. Zuegel, J. Marciante, and H. Wu, Distributed Waveform Generator: A New Circuit Technique for Ultra-Wideband Pulse Generation, Shaping and Modulation, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 44, no.3, Mar. 2009.
12. J. Aguilar-Torrentera and I. Darwazeh, "Dual drain-line distributed cell design for multi-Gbit/s transversal filter implementations," *2005 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Kobe, Japan, 2005, pp. 3958-3961 Vol. 4, doi: 10.1109/ISCAS.2005.1465497.
13. T. Wong, Fundamentals of Distributed Amplification, vol. 1, 1 vols. Norwood, MA: Artech House, 1993.
14. Aguilar-Torrentera J, Darwazeh I, "Performance analysis of adaptive transversal filters for high-speed lightwave systems", *2003 University College London Symposium*.
15. Aguilar-Torrentera J. and I. Darwazeh, Performance analysis of a monolithic integrated transversal filter using mixed-mode scattering parameters, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no. 4, pp. 925-931, 2007.
16. Golio, M., Microwave MESFETs & HEMTs, Artech House, 1991.
17. Gray, P.R. and Hurst, P.J. and Lewis, S.H. and Meyer, R.G. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, 2024.
18. Robertson, I and Lucyszyn, S., RFIC and MMIC Design and Technology, *IEE Circuits, Devices and Systems Series 13*, London, U.K, 2001.
19. W. Aldeeb, W. Xiang and P. Richardson, "A study on the channel and BER-SNR performance of ultra wide band systems applied in commercial vehicles," *2007 IEEE Sarnoff Symposium*, 2007, pp. 1-5.
20. Ali, F., Bahl, I and Gupta, A., Microwave and Millimeter-Wave Heterostructure Transistors and their Applications, Artech House, Norwood, MA, 1989.