

DISEÑO DE DISPOSITIVOS DE ONDAS ACÚSTICAS SUPERFICIALES PARA EL PROCESO DE SEÑALES CON ESPECTRO ENSANCHADO

G. Castellanos⁽¹⁾, L. Álvarez⁽²⁾

¹ Universidad Nacional Manizales G. de Control y Procesamiento Digital de Señales

² Universidad Nacional Manizales Departamento de Ciencias

RESUMEN

Se desarrolla un método de síntesis de filtros acoplados implementados con dispositivos en ondas acústicas superficiales. El método es basado en la aproximación lineal de los parámetros constructivos que definen la topología del transductor electroacústico, y permite la fácil descomposición de su respuesta a impulso con diferentes topologías, incluyendo el caso analizado de proceso de señales con espectro ensanchado formadas con extensas longitudes de código. El cálculo de las pérdidas energéticas debidas a la inexactitud en la implementación de la topología, que es definido como la disminución del valor de la relación señal ruido a la salida del filtro acoplado, muestra valores relativamente pequeños para el tipo de ventanas comunes. Se dan resultados concretos para el diseño de dispositivos de proceso de señales con mínimo desplazamiento de frecuencia. El método desarrollado de síntesis permite la optimización de la topología y, por tanto, la selección de la mejor variante de su estructura tecnológica de implementación.

INTRODUCCIÓN

Los filtros acoplados (FA) son receptores con fidelidad óptima potencial, en la implementación de los cuales se prefieren dispositivos simples, confiables y que permitan su miniaturización. El empleo de dispositivos basados en ondas acústicas superficiales (*SAW Surface Acoustic Waves*) satisface estas condiciones [1]. En los materiales sólidos se propagan diferentes tipos de ondas elásticas: superficiales y volumétricas. La exigencia de transformación electroacústica y viceversa en el proceso de señales hace que se empleen preferentemente los materiales piezoeléctricos en la propagación de SAW. El principal elemento de diseño de los dispositivos en SAW es el transductor, para cuya implementación se han propuesto un sinnúmero de métodos, que básicamente consisten en un sistema espacial periódico de deformación elástica en la superficie del piezoeléctrico. Sin embargo, el método más sencillo y efectivo de excitación y recepción de SAW es el transductor de acople interdígital (*ICT Interdigital Coupling Transducer*) [1], que consta de una pareja de arreglos de electrodos tipo peine, incrustadas entre sí. Cambiando la topología o apodización (cantidad de electrodos, periodo de disposición espacial, longitud, ancho, etc.) se pueden conformar diferentes formas de funciones de transferencia (FT). Esta propiedad hace que los SAW dispositivos sean usados en rangos de frecuencia donde el empleo de procesadores digitales de señal implican mayor complejidad.

De otra parte, en los sistemas modernos de comunicaciones se emplean las señales con espectro ensanchado (*SS Spread Spectrum*) cuando el ancho de banda de la señal modulada es sustancialmente mayor al de la moduladora, las cuales brindan alta fidelidad, seguridad y buena compatibilidad electromagnética con otros radiosistemas. La implementación de los FA para las señales de SS se puede realizar con dispositivos

en SAW. En el artículo se analiza la influencia de los errores de precisión en la implementación tecnológica de un SAW FA para un tipo concreto de señales SS.

DISEÑO DE SAW FILTROS

Un SAW filtro se relaciona con la filtración transversal ideal, que consiste en un filtro pasabanda conectado en serie a una línea de retardo múltiple (LRM) homogénea [2]. La FT de un filtro transversal $h(t)$ se puede expresar por la integral del tipo Dirichlet [1]:

$$H(f) = \begin{cases} \sum A_n \exp(i\phi_n) \exp(-i2\pi f_n \tau), & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0, & \text{para otros valores de } f \end{cases} \quad [1]$$

La expresión (1) permite sintetizar la FT dada usando una LR homogénea con electrodos apodizados. La topología de un FA depende de la forma de la secuencia pseudo-aleatoria utilizada para el ensanchamiento del espectro de las SS [3,4,5]. Cada elemento de la secuencia es excitado variando la carga en los electrodos (que se comportan como condensadores), la cual es proporcional a la amplitud de las ondas acústicas y a la tensión en la salida del ICT.

En forma general, los métodos de síntesis basados en circuitos LC no son aplicables para el cálculo de los SAW filtros, inclusive cuando el filtro debe poseer una respuesta amplitud tipo Butterworth o Chebyshev [1,2]. El diseño de los SAW filtros es preferible desarrollarlo por métodos de filtración no recursiva. Así, la síntesis de la FT $H_d(j\omega)$ de un SAW filtro está basada en la aproximación lineal de los coeficientes a_n , correspondientes al traslape de cada uno de los elementos del par de ICT [1]:

$$H(j\omega) = \Re \{H(j\omega)\} + j\Im \{H(j\omega)\} \approx |H_d(j\omega)| \exp\{\theta_d(j\omega)\} \quad [2]$$

Siendo $\Re \{H(j\omega)\} = \sum a_n \cos \omega nT_0$ y $\Im \{H(j\omega)\} = -\sum a_n \sin \omega nT_0$. Sin embargo, una de las dificultades en la implementación de la apodización mediante la variación de las longitudes de los electrodos es su corte exacto para pequeñas amplitudes, lo cual se requiere para la atenuación en la banda de rechazo por encima de los 50 a 60 dB. Para estos filtros, la determinación de la magnitud y de las fronteras exactas de desviación de las partes real e imaginaria de la FT $H(j\omega)$ es más importante que la potencia de error, por esto, para su diseño es mejor utilizar el criterio de Chebyshev, según el cual se garantiza la aproximación uniforme de la función realizable con la FT $H(j\omega)$ dada.

CÁLCULO DE LA DISTORSIÓN EN LA IMPLEMENTACIÓN DE FA PARA SS

Como resultado de la metodología de diseño anterior, los parámetros de los SAW FA (por magnitud y desfase) se determinan por la estructura del respectivo ICT. Por esto, la presencia en ellos de imperfecciones tecnológicas conllevan a que los parámetros de salida del SAW FA definitivamente no coincida con los valores proyectados. La estimación de la distorsión ρ en la respuesta a impulso (RI) para los SAW FA de las señales con espectro ensanchado (SAW SS), corresponde a la pérdida energética debido a la disminución del valor de la relación señal ruido (S/N) a la salida del FA ideal q con relación al valor q_r en el FA real, considerando las distorsiones debidas al tipo de apodización concreto empleado para el SAW FA, esto es [4]:

$$\rho = |q - q_r| / q, \quad [3]$$

Para el análisis de ρ respecto a los parámetros de diseño del ICT y las señales por este excitadas se determina el modelo concreto de SAW FA implementado, incluyendo sus características: cantidad de ICT, el tipo de función de apodización, número de parejas de electrodos del ICT y la frecuencia central de trabajo (f_0). La implementación del SAW SS tiene un ICT apodizado de salida con RI igual a $h(t_n)$, y uno no apodizado de entrada (ver figura 1), que consiste en una LRM, para la cual cada salida tiene RI $h^*(t_n)$ con duración de retardo de $2T_e$ (T_e es el periodo de cada elemento del código pseudoaleatorio). El principio de trabajo del FA se reduce a la codificación de fase ($0, \pi$) de cada LR de acuerdo al contenido de los elementos del código pseudoaleatorio.

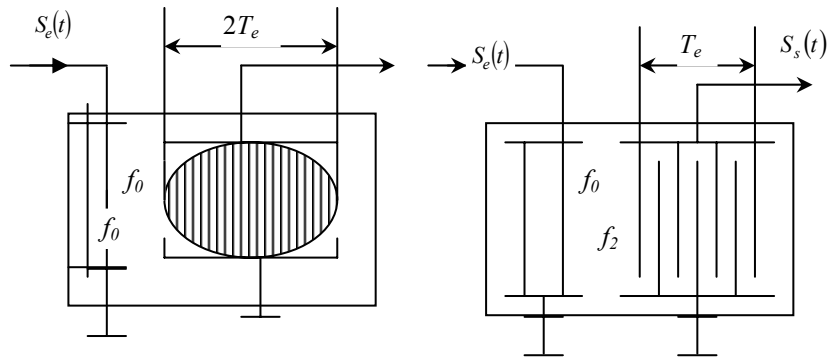


Figura 1. Ejemplo de estructura básica de realización de un SAW FA [4]

El valor normalizado de ρ en los SAW SS se puede obtener teniendo en cuenta la salida del FA dada por $R(t - T_S)$, donde $R(t)$ es la envolvente de la función de correlación de la SS, que en el momento $\tau = T_S$ debe ser igual a 1, es decir, $h^*(t_n) = \delta(t)$. En el caso de las señales MSK SS, teniendo en cuenta la RI del respectivo FA, dada por $h(t) = \cos(\pi t / T_S) \cos(\omega_0 t)$, se tiene que las pérdidas serán [4]:

$$\rho = 1 - \frac{\int_{\tau} \eta(t) \cos\left[\frac{\pi t}{2T_e}\right] dt}{\int_{\tau} \eta(t) * h^*(t) \cos\left[\frac{\pi t}{2T_e}\right] dt + \int_{\tau} \eta(t) * [h^*(t) - \delta(T_S)] \cos\left[\frac{\pi t}{2T_e}\right] d\tau} \quad [4]$$

donde (*) es la convolución en $-T_e \leq \tau \leq T_e$, siendo $\eta(t)$ la realización del ruido blanco gaussiano con densidad espectral de potencia N_0 . Para la disminución de las distorsiones de amplitud de las MSK SS, sin cambiar la estructura del dispositivo en SAW se puede emplear un filtro de compensación con función de transferencia del tipo:

$$H(\omega) = \left\{ A \operatorname{sa} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{N-1}{N} \right) \frac{N\pi}{2} + B \operatorname{sa} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{N-1}{N} \right) \frac{N\pi}{2} \right\} \quad [5]$$

Donde los coeficientes A y B corrigen la distorsión de la FT debida al empleo de pulsos con duración finita en vez de pulsos ideales $\delta(t)$, siendo N la cantidad de hemiciclos por periodo. Teniendo en cuenta (5) las distorsiones se estimarán como:

$$\rho = 1 - \left| 1 + \sqrt{\frac{2}{N_0}} 2T_e \left\{ \frac{2}{\pi} \left[1 - k + \frac{1+k}{2\sqrt{k}} \arcsin \left(\frac{2\sqrt{k}}{1+k} \right) \right] - 1 \right\} \right|^{-1} \quad [6]$$

Donde $k=A/B$ es el coeficiente de asimetría de la FT. La estimación (6) exige el cálculo de la convolución $s(t)*h(t)$, que corresponde a un integral elíptico de segundo tipo. En general, para MSK SS las pérdidas energéticas en el SAW FA se reducen a [4]:

$$\rho = 1 - |1 + cq_e|^{-1} \quad [7]$$

Donde $q_e = \sqrt{4T_e / N_0}$, mientras c es el coeficiente determinado por los parámetros de MSK SS y sus respectivos SAW FA. El análisis numérico de (7) demostró que los SAW FA permiten el proceso de MSK SS para cualquier valor de $f_s > 5$ MHz, bajo la condición de que $f_s < f_0 < 100$ MHz, obteniéndose pérdidas energéticas en el FA que no sobrepasan los 2 dB. Cabe señalar que el empleo de la apodización complementaria del ICT con el objetivo de mejorar la selectividad del FA conlleva a pérdidas energéticas adicionales en su salida. Generalizando, el valor máximo q_{max} de S/N a la salida del FA con RI $h(t)$ para cualquier forma de la señal $s(t)$ de entrada será:

$$q_{max} = \frac{1}{2} \int_0^T s(t)s^*(t)dt \frac{N_0}{2} = \frac{1}{2} \int_0^T s^2(t)dt \frac{N_0}{2} = \frac{2E_S}{N_0} \quad [8]$$

Por cuanto la apodización no corresponde a la condición de acople óptimo, entonces es de esperar una disminución en el valor de S/N, cuya expresión en este caso será:

$$q = \left| \int_0^\infty s(t-\tau)h_w(\tau)d\tau \right|^2 \frac{N_0}{2} \int_0^\infty |h_w^2(t)|dt \quad [9]$$

Donde $h_w(t)$ es la RI del FA con apodización adicional de ventana $w(t_n)$. La estimación de pérdidas ρ de S/N se puede realizar mediante las expresiones (8) y (9).

CONCLUSIONES

El método de síntesis de un SAW FA basado en la aproximación lineal de los coeficientes correspondientes a la topología del ICT permite la fácil descomposición de su RI con diferentes funciones de apodización, incluyendo el caso analizado de proceso de señales SS con extensas longitudes de código. El cálculo de las pérdidas energéticas debidas a la inexactitud en la implementación de la apodización, definidas como la disminución del valor de la relación señal ruido a la FA muestran valores relativamente pequeños para el tipo de ventanas comunes. En el caso concreto de análisis de la formación de MSK SS se obtuvieron pérdidas energéticas en el FA que no sobrepasan los 2 dB. De esta forma, basados en los algoritmos de cálculo de los parámetros constructivos de los SAW FA para SS, puede ser realizado su diseño y optimización y, por tanto, la selección de la mejor variante de estructura tecnológica de implementación.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Orlov V. S. Bondarenko V.V. Filtry na Poverkhnostnykh Akusticheskikh Volnakh (Rus). RiS. Moscú. 1984.
- [2] Gordon S. Kino, Acoustic Waves: Devices, imaging and analog signal processing, Prentice-Hall Signal Processing series, 1987, New Jersey.
- [3] Holmes J. Coherent Spread Spectrum. JW sons. 1982.
- [4] Smirnov N.I. Castellanos G. Fidelidad de recepción con filtros acoplados señales MKS SS (Rus). XLIII Conf. Internacional de Sistemas de Radio. Moscú. 1988.
- [5] Morgan D. Surface-Wave Devices for Signal Processing. Elsevier. 1985.