

DISEÑO DE UN CODIFICADOR CICLICO PROGRAMABLE PARA SER UTILIZADO EN COMUNICACIONES INFRARROJAS INTERIORES

Leonardo Arnone, Carlos Gayoso, Claudio González, Juan Carlos García, Jorge Castiñeira

RESUMEN

Entre los factores más importantes que afectan a las comunicaciones infrarrojas interiores, están el ruido producido por la iluminación ambiental, la potencia infrarroja irradiada y la distancia entre el transmisor y el receptor infrarrojo. Esto provoca que la relación señal a ruido (SNR) en el receptor pueda variar considerablemente produciendo un aumento en los errores durante la transmisión. En este trabajo se expone el diseño de un codificador cíclico implementado con dispositivos programables de ALTERA, que produce una interesante mejora en el funcionamiento del enlace infrarrojo.

Palabras claves: enlace inalámbrico, comunicación infrarroja, codificación cíclica.

Autores:

Msc. Leonardo José Arnone. Facultad de Ingeniería. UNMDP. Laboratorio de Componentes Electrónicos. Email: leoarn@fi.mdp.edu.ar. TE: 54 223 481 66 00 int 253. FAX: 54 223 4 81 00 46

Ing. Carlos Arturo Gayoso. Facultad de Ingeniería. UNMDP. Laboratorio de Componentes Electrónicos. Email: cgayoso@fi.mdp.edu.ar. TE: 54 223 481 66 00 int 253. FAX: 54 223 4 81 00 46

Ing. Claudio Marcelo González. Facultad de Ingeniería. UNMDP. Laboratorio de Componentes Electrónicos. Email: cmgonzal@fi.mdp.edu.ar. TE: 54 223 481 66 00 int 253. FAX: 54 223 4 81 00 46

Lic. Juan Carlos Garcia. Facultad de Ingeniería. UNMDP. Laboratorio de Componentes Electrónicos. Email: jcgarcia@fi.mdp.edu.ar TE: 54 223 481 66 00 int 253. FAX: 54 223 4 81 00 46

Dr. Jorge Castiñeira Moreira. Facultad de Ingeniería. UNMDP. Laboratorio de Radio Frecuencia. Email: casti@fi.mdp.edu.ar TE: 54 223 481 66 00 int 251. FAX: 54 223 4 81 00 46

1. INTRODUCCION

El incesante crecimiento de la demanda de computadoras personales y de sistemas de comunicaciones portátiles ha generado un gran interés en los enlaces inalámbricos de gran velocidad para ser usados en la interconexión de los elementos portátiles en las redes de área local (LAN).

Estos enlaces deben ser compactos, consumir poca potencia y ser robustos contra el ruido ambiental y la interferencia producida por otros usuarios. Como medio de transmisión en estos enlaces inalámbricos la luz infrarroja presenta algunas ventajas con respecto a la radio frecuencia, tales como un gran ancho de banda sin regulación, y la ausencia de interferencia entre enlaces que operan en diferentes habitaciones o separados por paneles opacos [1].

Sin embargo, los enlaces infrarrojos deben operar en la presencia de una fuerte radiación ambiental producida por la luz solar, la iluminación incandescente y fluorescente. También el rango de operación del enlace [1] queda restringido debido a que la potencia de transmisión debe limitarse para evitar un consumo elevado y para prevenir daños en la vista. Por estos motivos la relación señal a ruido (SNR) en el receptor pueda variar considerablemente con el consiguiente aumento de los errores producidos durante la transmisión.

En este trabajo se expone el diseño de un codificador cíclico que produce una interesante mejora en el funcionamiento del enlace infrarrojo. Primero se describe el modelo del enlace infrarrojo, luego se exponen los fundamentos de un codificador cíclico. Posteriormente se compara la mejora obtenida en el enlace con respecto a una modulación sin codificar. Por último se trata el diseño de un codificador (7,4) implementado con dispositivos programables de ALTERA [7].

2. MODELO DEL ENLACE INFRARROJO

Para lograr una alta relación señal a ruido (SNR) los sistemas infrarrojos emplean modulación de la intensidad con detección directa (IM/DD)[1]. En modulación de intensidad, la señal transmitida $X(t)$ es la potencia óptica instantánea. La señal recibida $Y(t)$ es la corriente producida en el fotodetector del receptor, la cual es el producto de la respuesta R ($A \cdot cm^2/W$) del fotodetector y la potencia P_r recibida en su superficie. La potencia recibida está dada por [2]:

$$P_r = H_o(\rho) P_t \quad (1)$$

donde $H_o(\rho)$ (cm^{-2}) es la ganancia óptica del enlace entre el transmisor y el receptor separados por una distancia ρ y P_t es la potencia promedio transmitida, la cual esta definida como:

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2)$$

El ruido N_0 (A^2 / Hz) presente en el enlace, producido por la luz ambiental, se puede considerar como ruido blanco gaussiano [1]. N_0 se supone constante e independiente de la posición del receptor. Si la velocidad de transmisión del canal es R_b , se puede definir el parámetro γ_b [3] como la relación señal a ruido (SNR) dada por:

$$\mathcal{G}_b = \frac{R^2 P_r^2}{R_b N_0} = \frac{R^2 H_o^2(\rho) P_t^2}{R_b N} \quad (3)$$

entonces la probabilidad de error en términos de γ_b durante la transmisión estará dada por:

$$p_e = Q(\sqrt{g_b}) \quad (4)$$

3. CODIGOS CICLICOS

Los códigos cíclicos binarios son fácilmente implementados mediante registros de desplazamientos realimentados. El cálculo del síndrome[4] también se realiza de forma muy sencilla mediante registros de desplazamientos.

Un código (n, k) se dice que es un código cíclico si cumple la siguiente propiedad: si una n -upla $U = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_{n-1})$ es un vector del código en el subespacio S , entonces $U^{(1)} = (u_{n-1}, u_0, u_1, \dots, u_{n-2})$ obtenido mediante un desplazamiento también es un vector del código en el subespacio S .

Los componentes del vector del código $U = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_{n-1})$ pueden ser tratados como los coeficientes de un polinomio $U(X) = u_0 + u_1X + u_2X^2 + \dots + u_{n-1}X^{n-1}$ donde la presencia o ausencia de cada término en el polinomio indica la presencia de un 1 o 0 en la correspondiente localización de la n -upla. En este caso un desplazamiento i es indicado como $U^{(i)}(X)$ y se obtiene mediante la siguiente operación:

$$U^{(i)}(X) = X^i U(X) \text{ modulo } (X^n + 1) \quad (5)$$

En un código cíclico (n, k) , cada polinomio de la palabra de código $U(X)$ en el subespacio S puede ser expresado como $U(X) = m(X)g(X)$ donde $m(X)$ es el polinomio del mensaje y se escribe como:

$$m(X) = m_0 + m_1X + m_2X^2 + \dots + m_{k-1}X^{k-1} \quad (6)$$

y $g(X)$ el polinomio generador y tiene la forma:

$$g(X) = g_0 + g_1X + g_2X^2 + \dots + g_{n-k}X^{n-k} \quad (7)$$

donde g_0 y g_{n-k} deben ser igual a 1.

A continuación se describe una forma sistemática para obtener a partir del vector de mensaje $m = (m_0, m_1, \dots, m_{k-1})$ el vector del código $U = (r_0, r_1, \dots, r_{n-k-1}, m_0, m_1, \dots, m_{k-1})$, donde al principio del vector se encuentran los $(n - k)$ bits de paridad y al final los k bits del mensaje. Al vector U le corresponde el polinomio de código $U(X)$ que entonces puede ser escrito como [5]:

$$U(X) = r_0 + r_1X + \dots + r_{n-k-1}X^{n-k-1} + m_0X^{n-k} + m_1X^{n-k+1} + \dots + m_{k-1}X^{n-1} \quad (8)$$

la ecuación (8) es equivalente a poner [5]:

$$U(X) = r(X) + X^{n-k} m(X) \quad (9)$$

de la ecuación (8) y (9) se ve que la codificación en forma sistemática usando códigos cíclicos se logra colocando los dígitos del mensaje en la k etapas más hacia la derecha del registro de palabra de código y ubicando los dígitos de paridad en las $(n - k)$ etapas más hacia la izquierda. El polinomio $r(X)$ se obtiene de realizar la siguiente operación[5]:

$$r(X) = X^{n-k} m(X) \text{ modulo } g(X) \quad (10)$$

En la figura 1 se ilustra un circuito[5] que permite codificar un código cíclico en forma sistemática. El cálculo de los bits de paridad es el resultado de obtener $X^{n-k} m(X)$ módulo $g(X)$, en otras palabras, es la división del polinomio de mensaje desplazado hacia la derecha por el polinomio generador $g(X)$. La codificación comienza inicializando con ceros los registros r_0 a r_{n-k-1} , cerrando la llave de realimentación, y colocando la llave de salida en la posición que permite que los bits del mensaje $m(X)$

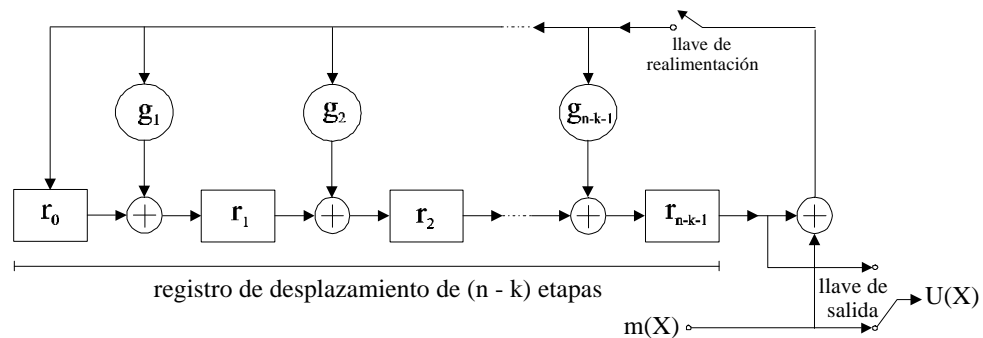


Figura 1. Codificador cíclico de $(n-k)$ etapas

pasen a la salida. Los k bits del mensaje son desplazados dentro del registro r y simultáneamente liberados hacia la salida. Luego de desplazar k veces, los registros r_0 a r_{n-k-1} contienen los bits de paridad. Entonces se abre la llave de realimentación, y la llave de salida se coloca en la posición que permite que los bits de paridad lleguen a la salida.

El vector de código transmitido, puede estar perturbado por ruido, por lo tanto, el vector recibido puede no coincidir con el transmitido. Si se supone que se transmite la palabra de código $U(X)$ representada por:

$$U(X) = m(X)g(X) \quad (11)$$

El polinomio $Z(X)$ recibido estará formado por:

$$Z(X) = U(X) + e(X) \quad (12)$$

donde $e(X)$ representa el polinomio de error. El síndrome[4] $S(X)$ es el resto de dividir $Z(X)$ por $g(X)$, es decir:

$$Z(X) = q(X)g(X) + S(X) \quad (13)$$

combinando las ecuaciones (11) a (13) se obtiene:

$$e(X) = [m(X) + q(X)]g(X) + S(X) \quad (14)$$

observando las ecuaciones (13) y (14) se ve que el síndrome $S(X)$ obtenido como el resto de dividir $Z(X)$ por $g(X)$ es el mismo polinomio que se obtiene del resto de dividir $E(X)$ por $g(X)$. Así el síndrome de la palabra de código recibida $Z(X)$ contiene la información necesaria para la corrección de los errores producidos. El cálculo del síndrome se realiza mediante un circuito similar al circuito utilizado en el codificador.

4. PROBABILIDAD DE ERRORES

A continuación se analiza qué ocurre con los errores producidos durante la transmisión cuando se utilizan códigos cíclicos. Se supone que el enlace es un canal simétrico binario con probabilidad p , es decir, es igualmente probable que cuando se transmita un 0 se reciba un 1 ó cuando se transmita un 1 se reciba un 0. Suponiendo que la información es codificada en un código $[n, k, 2t+1]$, con $n-k=2t+1$, se

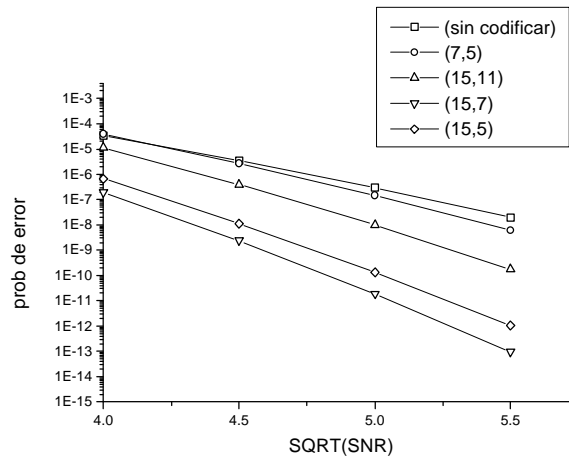


Figura 2. P_{err} para diferentes códigos cíclicos

tiene que t es el número de errores que el código puede corregir. Entonces cuando ocurren $t+1$ errores, se produce una decodificación incorrecta. Se denomina P_{err} a la probabilidad de decodificar incorrectamente, cuando el número de errores excede a t . Se puede aproximar a P_{err} como [6]:

$$P_{err} \leq \binom{n}{t+1} p^{t+1} (1-p)^{n-t-1} \quad (15)$$

para poder comparar diferentes tipos de códigos se utiliza [5]:

$$p = Q\left(\sqrt{\left(\frac{k}{n}g_b\right)}\right) \quad (16)$$

En la figura 2 se grafica la probabilidad de error P_{err} para diferentes códigos cíclicos. Se puede observar cómo se produce una disminución apreciable en los errores al codificar el mensaje.

5. CODIFICADOR CÍCLICO (7,4) IMPLEMENTADO CON DISPOSITIVOS PROGRAMABLES DE ALTERA

En la figura 3 se ilustra el codificador cíclico (7,4) construido con dispositivos programables de ALTERA [8]. Este circuito está inspirado en el codificador presentado en la figura 1. Los terminales *coef1* y *coef2* permiten modificar los coeficientes del polinomio generador $g(X)$. Se utiliza un registro realimentado de tres etapas para generar los tres bits de paridad que son agregados al vector de mensaje. Posee también un registro de siete etapas donde se almacena la palabra de código obtenida.

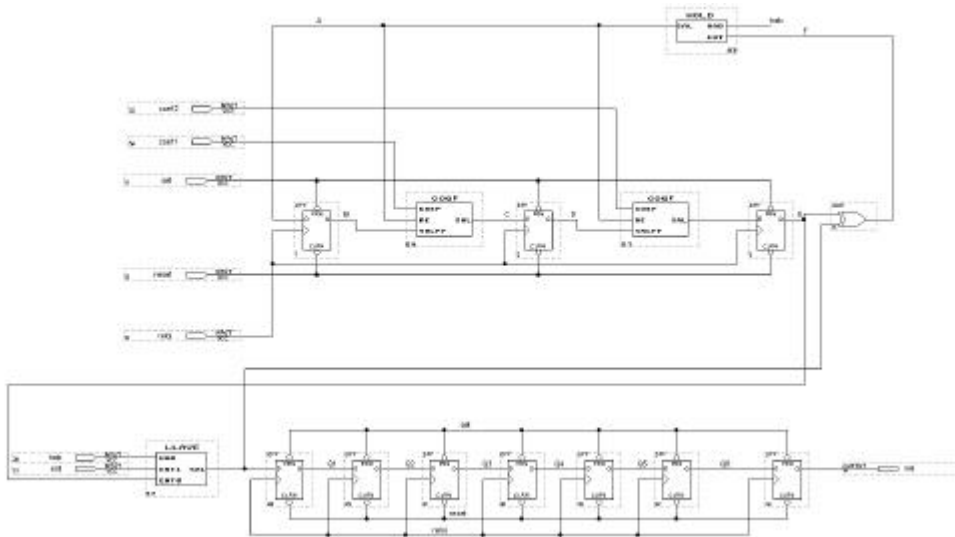


Figura 3. Circuito codificador cíclico (7,4) construido con dispositivos programables de ALTERA

En la figura 4 se muestra el circuito utilizado para calcular el síndrome. Al igual que el codificador posee un registro realimentado de tres etapas, los cuales son los encargados de calcular el síndrome. Los valores utilizados en los terminales *coef1* y *coef2* para programar el polinomio generador $g(X)$ deben coincidir con los utilizados en el codificador. Como puede apreciarse, es muy sencillo modificar los dos circuitos presentados para poder utilizar cualquier código (n,k) cíclico.

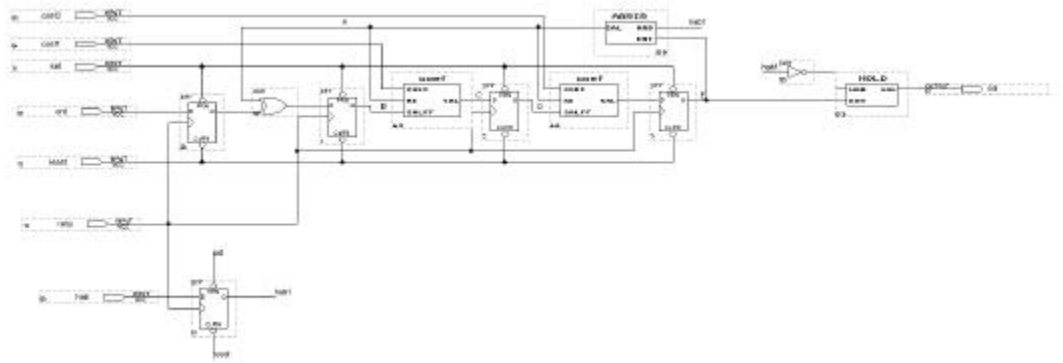


Figura 4. Circuito utilizado para calcular el síndrome

En la figura 5 se puede observar la mejora obtenida con el uso de este código con respecto a la transmisión sin codificar. Los resultados se obtuvieron mediante el uso del simulador MAXPLUS II de ALTERA y el programa MATLAB.

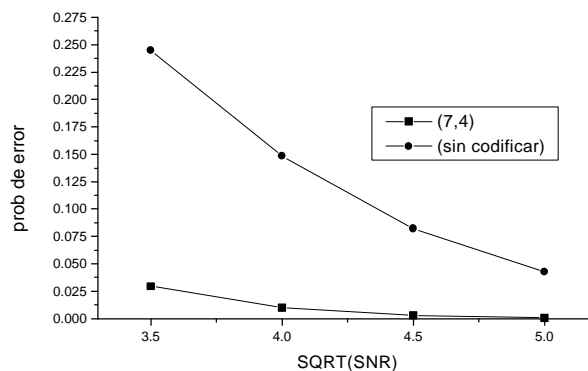


Figura 5. Mejora obtenida mediante el uso de un código (7,4) con respecto a la transmisión sin codificar

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se expuso el diseño de un codificador cíclico implementado con dispositivos programables de ALTERA, para ser utilizado en comunicaciones infrarrojas interiores. Este sistema produce una interesante mejora en el funcionamiento del enlace infrarrojo. Presenta la ventaja de ser muy sencillo modificar el sistema para poder utilizar cualquier código (n,k) cíclico.

En estos momentos se está construyendo un banco de prueba de enlaces infrarrojos que permitirá medir el desempeño de distintos códigos correctores de errores.

7. REFERENCIAS

[1] J. M. Kahn, J. R. Barry. Wireless Infrared Communications. Proceedings of the IEEE. Vol 85. No 2. February 1997.

[2] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt. Simulation of multipath impulse response for wireless optical channels. IEEE J. Select Areas in Commun. Vol 11 No 3. April 1993.

[3] G. W. Marsh, J. M. Kahn. Channel Reuse Strategies for Indoor Infrared Wireless Communications

[4] J. G. Proakis, M. Salehi. Communication Systems Engineering. Ed Prentice Hall

[5] B. Sklar. Digital Communications, Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 1993.

[6] M. Blaum. A Course on Error Correcting Codes. IBM Research Division.

[7] Altera. Data book 1998. Altera Corporation.

[8] Altera. MAX + PLUS II VHDL. Altera Corporation.