

Modulación de chirrido por desplazamiento de frecuencia: La modulación LoRa

Lorenzo Vangelista^{1b}, Miembro, IEEE

Resumen: Las redes de área extensa de baja potencia (LPWAN) están surgiendo como un nuevo paradigma, especialmente en el ámbito de la conectividad del Internet de las Cosas (IoT). LoRa es una de las LPWAN y está ganando mucha popularidad comercial. La modulación subyacente a LoRa está patentada y nunca se ha descrito teóricamente. El objetivo de esta carta es proporcionar la primera descripción rigurosa del procesamiento matemático de señales de los procesos de modulación y demodulación. Asimismo, proporcionamos una derivación teórica del receptor óptimo que implica un proceso de demodulación de baja complejidad, utilizando la Transformada Rápida de Fourier. A continuación, comparamos el rendimiento de la modulación LoRa y la modulación por desplazamiento de frecuencia, tanto en un canal aditivo de ruido blanco gaussiano como en un canal selectivo en frecuencia, demostrando la superioridad de la modulación LoRa en este último. Los resultados de esta carta permitirán una evaluación más exhaustiva de las redes basadas en LoRa, mucho más rigurosa que la realizada hasta la fecha.

Términos del índice : Modulación chirp, modulación chirp por desplazamiento de frecuencia (FSCM), Internet de las cosas (IoT), LoRa, redes de área amplia de baja potencia (LPWAN).

I. INTRODUCCIÓN

Yo Las redes de área amplia de alta potencia (LPWAN) están surgiendo como un nuevo paradigma, especialmente en el campo de Internet de las Cosas (IoT). Conectividad de las cosas [1]–[3].

LoRa es una de las LPWAN (véase [3]) y está ganando bastante terreno comercial. Estrictamente hablando, LoRa es la capa física del sistema LoRaWAN, cuya especificación es mantenida por la LoRa Alliance.¹ La modulación LoRa está patentada y nunca se ha descrito teóricamente. La patente [4], de hecho, no proporciona los detalles, en términos de ecuaciones y procesamiento de señales. El artículo [5] ofrece una descripción general de la modulación LoRa, proporcionando algunas ecuaciones básicas y basándose en la intuición del lector para el proceso de decodificación. Los artículos [6] y [7] profundizan en la descripción de la señal, la modulación y la demodulación, pero aún carecen de una definición matemática basada en la teoría de señales de los procesos de modulación y demodulación, en parte porque el análisis se limita al dominio analógico. Por ejemplo, en [7] se dice que “Para una propagación

factor S , $\log_2(S)$ bits definen f_0 ”, es decir, el cambio de frecuencia inicial, pero no hay ninguna explicación de cómo se hace esto.

De hecho, la modulación LoRa suele denominarse «modulación de chirp» [8]–[10]. Un análisis detallado de LoRa revela que el elemento portador de información es el desplazamiento de frecuencia al inicio del símbolo, y el chirp es similar a una especie de portadora. Por esta razón, en nuestra opinión, LoRa se describe mejor como Modulación de Chirp por Desplazamiento de Frecuencia (FSCM).

El resto del artículo se organiza de la siguiente manera. En la Sección II, se describe el proceso de modulación e identifica la base de señales ortogonales que la caracterizan; en la Sección III, se describe el demodulador óptimo y su implementación eficiente mediante la Transformada Rápida de Fourier; en la Sección IV, se presentan los resultados de experimentos de simulación por computadora sobre el rendimiento a nivel de enlace, comparando también la modulación FSCM con una modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) con la misma cardinalidad. Finalmente, en la Sección V, se presentan las conclusiones del artículo.

II. MODULACIÓN DE CHIRP POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA

Supongamos que el ancho de banda del canal que utilizamos para la transmisión es B por lo que transmitimos una muestra cada $T = \frac{1}{B}$.

Un símbolo $s(nT_s)$ se envía a la entrada del modulador cada $T_s = 2SF \cdot T$. El símbolo $s(nT_s)$ es un número real formado utilizando un vector $w(nT_s)$ de dígitos binarios SF , con SF un parámetro entero llamado, en el contexto de LoRa, Factor de Expansión (que normalmente toma valores en $\{7, 8, 9, 10, 11, 12\}$) es decir,

$$s(nT_s) = \sum_{h=0}^{SF-1} w(nT_s)h \cdot 2^h. \quad (1)$$

Podemos ver que $s(nT_s)$ toma valores en $\{0, 1, 2, \dots, 2SF - 1\}$.

La forma de onda transmitida, de duración T_s , para un cierto $s(nT_s)$ es entonces

$$+kT) = \sqrt{2SF} \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [(s(nT_s)+k) \bmod 2SF] kT} B \overline{c(nT_s)} \quad (2)$$

$$= \frac{1}{2SF} \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [(s(nT_s)+k) \bmod 2SF] k} \sqrt{2SF} \quad (3)$$

para $k = 0 \dots 2SF - 1$.

Podemos ver que la señal modulada es una forma de onda de chirrido, ya que la frecuencia aumenta linealmente con k , que es el índice de tiempo; observamos que cada forma de onda difiere de una forma de onda base que tiene

Manuscrito recibido el 17 de agosto de 2017; revisado el 3 de octubre de 2017; aceptado el 10 de octubre de 2017. Fecha de publicación: 13 de octubre de 2017; fecha de la versión actual: 25 de octubre de 2017. El editor asociado que coordinó la revisión de este manuscrito y lo aprobó para su publicación fue el Dr. Andre LF de Almeida.

El autor trabaja en el Departamento de Ingeniería de la Información de la Universidad de Padua, Padua 35131, Italia (correo electrónico: lorenzo.vangelista@unipd.it).

Las versiones en color de una o más de las figuras de esta carta están disponibles en línea en <http://ieeexplore.ieee.org>.

Identificador de objeto digital 10.1109/LSP.2017.2762960 1 <https://www.lora-alliance.org/>

Frecuencia inicial igual a 0 por un desplazamiento de frecuencia $s(nTs)$. Por eso se denomina FCSM.

Observamos que todo el análisis de la modulación FCSM en esta carta permanecerá en el dominio discreto $Z(T) = \{ \dots, -3T, -2T, -T, 0, T, 2T, 3T, \dots \}$, es decir, el intervalo fundamental para el análisis de frecuencia es $[0, B =]$. De hecho, cualquier señal en el dominio discreto $Z(T)$ tiene una representación de frecuencia periódica con período $B = [12]$. Por lo tanto, si uno prefiere tener la FCSM descrita en el intervalo de frecuencia $[-B/2, B/2]$, por ejemplo, para tratar con la señal analítica, la base de señal (4) solo necesita ser multiplicada por $e^{-j2\pi \frac{B}{2} kT} = -1k$, de la carta actual.

A. Sobre la ortogonalidad de las formas de onda FCSM

Una vez establecidas las posibles formas de onda del FCSM, Investigar su ortogonalidad. Para ello, necesitamos comprobar

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | i = q, i, s(nTs) = q = 0$$
$$q \in \{0, \dots, 2SF - 1\} \tag{4}$$

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q$$
$$= c(nTs + kT) \cdot c^*(nTs + kT) | s(nTs) = i, s(nTs) = q$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [(i+k) \bmod 2SF] k} \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{-j2\pi [(q+k) \bmod 2SF] k}$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [(i+k) \bmod 2 \bmod 2SF] k} e^{-j2\pi [(q+k) \bmod 2 \bmod 2SF] k} \tag{6}$$

La ecuación (6) se puede elaborar más, suponiendo (sin pérdida de generalidad) $i > q$, dividiéndola en tres partes y eliminando el operador mod en cada una de ellas.

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1-i} e^{j2\pi [(i+k)-(q+k)] k} + \sum_{k=2SF-i}^{2SF-1-q} e^{j2\pi [(i+k-2SF)-(q+k)] k} + \sum_{k=2SF-q}^{2SF-1} e^{j2\pi [(i+k-2SF)-(q+k-2SF)] k}$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1-i} e^{j2\pi [i-q] k} + \sum_{k=2SF-i}^{2SF-1-q} e^{-j2\pi [2SF-i-q] k} \tag{7}$$

$$+ \sum_{k=2SF-i}^{2SF-1-q} e^{j2\pi [i-q] k} = \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} = 0 \tag{8}$$

Consideremos primero el caso de $i - q$, un número impar. En este caso, podemos escribir lo siguiente:

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} = \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} \left(\sum_{k=0}^{2SF-1} e^{-j2\pi [i-q] k} \right) + \frac{1}{2}$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{-j2\pi [i-q] k} = 0.$$

Si $i - q$ es par, entonces siempre se puede escribir como $i - q = 2d \cdot r$, donde d es un entero, tal que $0 \leq d < SF$ y r es un entero impar. Abordamos primero el subcaso $r = 1$

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} = \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [2q \cdot r] k}$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi r \frac{k}{2SF-q}}$$
$$= \sum_{h=0}^{2q-1} \sum_{p=0}^{2SF-q-1} e^{j2\pi r \frac{h \cdot 2SF + p}{2SF-q}}$$
$$= \sum_{h=0}^{2q-1} \sum_{p=0}^{2SF-q-1} e^{j2\pi r \frac{p}{2SF-q}} = 0$$

Ya $\sum_{p=0}^{2SF-q-1} e^{j2\pi r \frac{p}{2SF-q}} = 0$ siendo r impar, que ahora abordamos el último caso restante $r = 1$.

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [i-q] k} = \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi [2q \cdot r] k}$$
$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} e^{j2\pi r \frac{k}{2SF-q}} = \sum_{h=0}^{2q-1} \sum_{p=0}^{2SF-q-1} e^{j2\pi r \frac{h \cdot 2SF + p}{2SF-q}}$$
$$= \sum_{h=0}^{2q-1} \sum_{p=0}^{2SF-q-1} e^{j2\pi r \frac{p}{2SF-q}} = 0.$$

Como conclusión de esta sección, establecimos la ortogonalidad de la base $c(nTs + kT)$ $s(nTs) = i$, es decir, que

$$c(nTs + kT) | s(nTs) = i, c(nTs + kT) | s(nTs) = q = 0 \quad (9)$$

$i = q, i, q \quad \{0 \dots 2SF - 1\}.$

III. DETECCIÓN ÓPTIMA DE SEÑALES DE FSCM EN ADITIVOS CANALES DE RUIDO BLANCO GAUSSIANO (AWGN)

Dado que tenemos señales de energía iguales y suponemos que son perfectas sincronización de tiempo y frecuencia, así como una fuente que emite símbolos igualmente probables, el receptor óptimo para FSCM Las señales en un canal AWGN se pueden derivar fácilmente de una descripción en [11, Sec. 6.1].

La señal recibida es

$$r(nTs + kT) = c(nTs + kT) + w(nTs + kT) \quad (10)$$

donde $w(nTs + kT)$ es un ruido gaussiano blanco de media cero, con $\sigma_w^2(nTs + kT) = \sigma_w^2$ independiente de $(nTs + kT)$. El óptimo El demodulador consiste en proyectar $r(nTs + kT)$ sobre las diferentes señales $c(nTs + kT)$ $s(nTs) = q, q = 0 \dots 2SF - 1$ y eligiendo la señal $c(nTs + kT)$ (cuadrado) de manera que el módulo $s(nTs) = I$ ulus de la proyección es máximo ya que la mejor estimación de la señal transmitida. Este proceso proporciona la mejor estimación $\hat{s}(nTs) = I$ de la señal transmitida $s(nTs)$.

A. Implementación computacionalmente eficiente

Para calcular la proyección, realizamos el cálculo habitual

$$\begin{aligned} & r(nTs + kT), c(nTs + kT) | s(nTs) = q \\ & = \sum_{k=0}^{2SF-1} r(nTs + kT) \cdot c(nTs + kT) | s(nTs) = q \\ & = \sum_{k=0}^{2SF-1} r(nTs + kT) \cdot \sqrt{\frac{1}{2SF}} e^{-j2\pi [(q+k) \bmod 2SF] k} \\ & = \sum_{k=0}^{2SF-1} r(nTs + kT) e^{-j2\pi \frac{k^2}{2SF}} \frac{1}{\sqrt{2SF}} e^{-j2\pi [(q+k) \bmod 2SF - k] k} \quad (q, k) \end{aligned} \quad (11)$$

Ahora dirigimos nuestra atención a la función

$$(q, k) = e^{-j2\pi [(q+k) \bmod 2SF - k] k}, \quad q, k = 0, 1, \dots, 2SF - 1. \quad (12)$$

Podemos ver que para $q + k < 2SF$, es decir, para $k < 2SF - q$, tenemos

$$(q, k) = e^{-j2\pi [(q+k) - k] k} = e^{-j2\pi q \cdot k} \quad (13)$$

En cambio, para $q + k \geq 2SF$, es decir, para $k \geq 2SF - q$, tenemos

$$\begin{aligned} (q, k) &= e^{-j2\pi [(q+k-2SF) - k] k} \\ &= e^{-j2\pi q \cdot k} \cdot e^{-j2\pi 2SF \cdot k} \\ &= e^{-j2\pi q \cdot k} \end{aligned} \quad (14)$$

Uncoded BER comparison

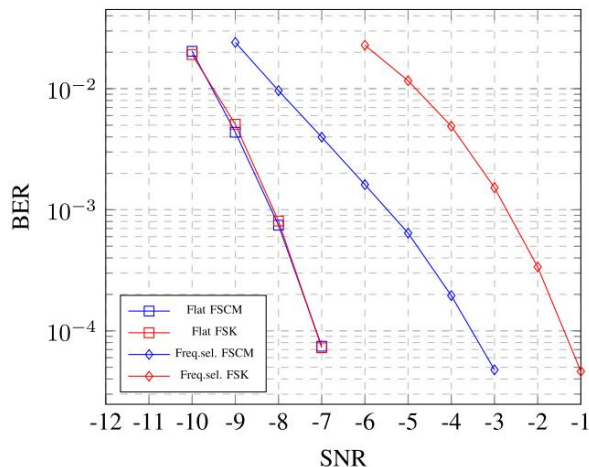


Figura 1. Rendimiento a nivel de enlace de las modulaciones FSCM y FSK en la AWGN Canales (planos) y selectivos de frecuencia (Freq.Sel).

Ahora podemos reescribir el producto interno en (11) como

$$r(nTs + kT), c(nTs + kT) | s(nTs) = p \quad (15)$$

$$= \sum_{k=0}^{2SF-1} \frac{r(nTs + kT) \cdot e^{-j2\pi \frac{k^2}{2SF}}}{d(nTs + kT)} \cdot \frac{1}{\sqrt{2SF}} e^{-j2\pi p k} \quad (16)$$

De (16) podemos ver que el proceso de proyección la señal $r(nTs + kT)$ en el elemento base de la señal $c(nTs + kT)$ $s(nTs) = p$ consta de los dos pasos siguientes:

- 1) multiplicando la señal $r(nTs + kT)$ muestra por muestra por la señal $e^{-j2\pi \frac{k^2}{2SF}}$ (el llamado chirrido descendente), obteniendo la señal $d(nTs + kT) = r(nTs + kT) \cdot e^{-j2\pi \frac{k^2}{2SF}}$ 2) tomando la Transformada de Fourier Discreta del vector $d(nTs)$, cuyo componente $d(nTs) | k$ es $[d(nTs) | k] = d(nTs + kT)$ y seleccionando la salida del índice p .

IV. ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO A NIVEL DE ENLACE

En esta sección, proporcionamos los resultados de algunos experimentos de simulación por computadora donde comparamos la modulación FSCM de cardinalidad 27 (es decir, con $SF = 7$) contra una modulación FSK con la misma cardinalidad. Esto significa transmitir la forma de onda

$$c(nTs + kT) = \sqrt{\frac{1}{2SF}} e^{j2\pi s(nTs) kT} \quad (17)$$

en lugar del de (4) para el símbolo de entrada $s(nTs)$.

Se ha considerado un canal de ruido gaussiano blanco aditivo de frecuencia plana (AWGN), así como un canal multirayecto AWGN selectivo en frecuencia con energía unitaria y respuesta al impulso $h(nT) = \sqrt{0,8\delta(nT)} + \sqrt{0,2\delta(nT - T)}$. Los resultados se muestran en la figura 1.

Podemos ver que, mientras que para el canal AWGN el rendimiento de las modulaciones FSCM y FSK son las mismas, para un El FSCM de canal selectivo de frecuencia supera al FSK. Esto se debe a que cualquier FSCM barre todo el rango de frecuencias y... una especie de promediación del ruido. En cambio, las señales FSK disminuyen

área del canal donde hay una mayor atenuación generada un efecto sobre la tasa de error de bits, que es más adverso que el Efecto beneficioso de las señales FSK que caen en el área de la canal donde realmente hay una amplificación.

V. CONCLUSIÓN

En esta carta, hemos proporcionado –según el conocimiento del autor– la primera descripción matemáticamente rigurosa y completa de los procesos de modulación LoRa (es decir, FCSM) y demodulación, Basado en la teoría y detección de señales (de tiempo discreto), obtuvimos el demodulador óptimo y su versión eficiente. Finalmente, Hicimos una comparación de rendimiento de la modulación LoRa y la modulación FSK en términos de tasa de error de bits no codificados. Se observó que, si bien las dos modulaciones exhiben el mismo desempeño en un canal AWGN, en un canal selectivo de frecuencia La modulación LoRa (es decir, FCSM) funciona mejor. Los resultados presentados en esta carta permitirán eventualmente una Una evaluación más profunda de las redes basadas en LoRa es mucho más más riguroso que lo hecho hasta ahora.

REFERENCIAS

[1] H. Wang y AO Fapojuwo, "Un estudio sobre tecnologías facilitadoras de bajo Comunicaciones máquina a máquina de potencia y largo alcance", IEEE Com-mun. Surv. Tuts., próxima publicación doi: [10.1109/COMST.2017.2721379](https://doi.org/10.1109/COMST.2017.2721379).

[2] M. Centenaro, L. Vangelista, A. Zanella y M. Zorzi, "Comunicaciones de largo alcance en bandas sin licencia: las estrellas emergentes en IoT y las redes inteligentes" escenarios urbanos", IEEE Wireless Commun., vol. 23, no. 5, págs. 60–67, octubre. 2016.

[3] JP Bardyn, T. Melly, O. Seller y N. Sornin, "IoT: La era de LPWAN está empezando ahora", en Proc. 42.ª Conferencia Europea de Circuitos de Estado Sólido, 2016, págs. 25–30.

[4] F. Storza, "Sistema de comunicación", patente estadounidense 8406275 B2, 26 de marzo de 1994. 2013.

[5] C. Goursaud y J.-M. Gorce, "Redes dedicadas para IoT: PHY/MAC Estado del arte y desafíos", EAI Endorsed Trans. Internet Things, vol. 1, no. 1, págs. 1–11, 2015.

[6] B. Reynders, W. Meert y S. Pollin, "Análisis de alcance y coexistencia de comunicaciones de largo alcance sin licencia", en Proc. 23rd Int. Conf. Telecomm., 2016, págs. 1–6.

[7] B. Reynders y S. Pollin, "Espectro ensanchado Chirp como técnica de modulación para comunicaciones de largo alcance", en Proc. Symp. Commun. Veh. Tech-nol., 2016, págs. 1–5.

[8] MR Winkler, "Señales chirp para comunicaciones", Documento de registro de la Convención WESCON 14.2, 1962.

[9] CE Cook, "Formatos de señales FM lineales para balizas y comunicaciones sistemas", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-10, n.º 4, págs. 471–478. Julio de 1974.

[10] C. Gupta, T. Mumtaz, M. Zaman y A. Papandreou-Suppappola, "Modulación de chirp de banda ancha para sistemas inalámbricos FH-CDMA: estructuras receptoras no coherentes", en Proc. IEEE Int. Conf. Commun., 2003, vol. 4, págs. 2455–2459.

[11] N. Benvenuto y G. Cherubini, Algoritmos para sistemas de comunicaciones y sus aplicaciones. Chichester, Reino Unido: Wiley, 2002.

[12] G. Cariolaro, Teoría de la señal unificada. Berlín, Alemania: Springer, 2011.