

El protocolo MSK144 para la comunicación Meteor-Scatter

Aquí hay una descripción completa de la modulación, la estructura del mensaje, la codificación de canales y las características operativas especiales del nuevo Modo de dispersión de meteoros implementado en WSJT-X.

La comunicación de dispersión de meteoros se describió por primera vez en las páginas de *QST* en 1953 como medio de comunicación en bandas muertas de 15 y 20 m. Los radioaficionados pronto se dieron cuenta de que se podían obtener resultados aún más impresionantes a 6 y 2 m, donde los niveles de ruido de fondo son mucho más bajos y se puede obtener una ganancia útil a baja elevación con antenas relativamente modestas. Los primeros contactos de dispersión de meteoritos (MS) utilizaban CW y se basaban en senderos de meteoritos "blue whizzer" relativamente raros que duran varios segundos o más. Hoy en día podemos usar un modo digital rápido con corrección de errores incorporada para hacer contactos en las bandas de VHF cualquier día del año, hasta 1300 millas más o menos, usando "pings" inducidos por meteoritos de menos de 0.1 s.

- sin dependencia del clima, solar actividad, posición de la luna o aperturas de bandas volubles.

Los radioaficionados europeos fueron pioneros en el uso de CW de alta velocidad (HSCW) en las décadas de 1960 y 1970, utilizando el código Morse a velocidades de 10 a 40 caracteres por segundo (cps; 10 cps = 120WPM) para transmitir mensajes cortos utilizando pings tan cortos como varias décimas de un segundo. Las grabadoras de casete modificadas guardaban el audio recibido y lo reproducían a baja velocidad para decodificarlo de oído. A finales de la década de 1990, se utilizaban computadoras personales para enviar y recibir HSCW a velocidades de hasta 150 cps. Shelby Ennis, W8WN, describió el estado del arte en HSCW alrededor de 2000 en *QST*. Poco después, K1JT introdujo el programa informático *WSJT-X* con el protocolo FSK441, el primer modo digital amateur diseñado específicamente para comunicarse con los pings de meteoros más cortos y frecuentes. FSK441 utiliza codificación por desplazamiento de frecuencia de 4 tonos

y demodulación no coherente. Su tasa de transmisión de caracteres es de 147 cps y proporciona una copia confiable para señales unos pocos dB por encima del ruido en un ancho de banda de 2500 Hz. Desde 2001, se han realizado cientos de miles de contactos MS con FSK441 en las bandas de VHF, y algunos incluso hasta 432MHz.

Las computadoras de hoy son considerablemente más poderosas que las de 2001. Este rápido avance tecnológico nos ha permitido desarrollar MSK144, un protocolo práctico para la dispersión de meteoros que utiliza modulación eficiente en ancho de banda y herramientas de vanguardia para corrección de errores hacia adelante (FEC). Al diseñar este protocolo, le dimos alta prioridad a las consideraciones de velocidad de transmisión, sensibilidad y eficiencia de decodificación. Las opciones de diseño finales para MSK144 están bien adaptadas a la naturaleza de las señales de MS en las bandas de VHF de aficionados y las características de los transceptores de aficionados de hoy. La tasa de transmisión efectiva de 250 cps hace un buen uso de pings muy cortos y puede demostrarse que es un límite de velocidad práctico para el ancho de banda típico de 2500 Hz de los transceptores BLU de aficionados. La forma de onda MSK144 generada asegura que los decodificadores puedan usar demodulación coherente e incluso promedios coherentes en múltiples tramas de mensaje. Usando estas técnicas, encontramos que algunas señales MSK144 se pueden decodificar con relaciones señal-ruido tan bajas como -8 dB en el ancho de banda de referencia estándar de 2500 Hz. Tras su presentación pública en el verano de 2016, MSK144 se ha convertido rápidamente en el modo de elección mundial para los contactos MS aficionados.

En este artículo presentamos detalles técnicos del protocolo MSK144 y describimos

su motivación y filosofía de diseño subyacente. Comenzamos describiendo la modulación, la estructura de la trama y la codificación de control de errores, prestando especial atención al espectro y la forma de la envolvente de las formas de onda generadas. Incluimos mediciones espectrales en el aire y los resultados de simulaciones que establecen la sensibilidad de decodificación y la tasa de decodificación falsa. A continuación, presentamos algunos detalles del decodificador MSK144 implementado en el popular programa informático de código abierto *WSJT-X*, seguido de algunas características operativas especiales del programa en modo MSK144. Estas características incluyen herramientas semiautomatizadas para un uso conveniente de una frecuencia de llamada estándar de MS; un modo de concurso para facilitar el intercambio de la información requerida en los concursos de VHF de América del Norte; un formato especial de mensajes cortos útil a 144 MHz y frecuencias superiores; y una herramienta para medir y compensar los cambios de fase dependientes de la frecuencia en la banda de paso del receptor.

Modulación y codificación

MSK significa *clave de turno mínimo*, una forma de modulación por desplazamiento de frecuencia de fase continua (FSK) con desplazamiento igual a la mitad de la velocidad en baudios. Usos de MSK144 *marcos de mensaje* de 144 bits y modulación en frecuencias de tono 1000 y 2000 Hz para transmitir *símbolos de canal* a una velocidad de manipulación de 2000 baudios. La forma de onda de audio resultante se puede ver como una forma de modulación por desplazamiento de fase en cuadratura desplazada (OQPSK) con pulsos individuales en forma de la primera mitad del período de una onda sinusoidal. Usando este punto de vista de OQPSK, el tiempo continuo

La representación de una señal MSK144 se puede escribir como

$$s(t) = y_o(t) \cos(\omega_c t - Q(t)) + y_c(t) \sin(\omega_c t - Q(t))$$

donde las formas de onda $Eso(t)$ y $Q(t)$ se denominan componentes en fase y en cuadratura de la señal, respectivamente. En $WSJT-X$ la forma de onda MSK144 se genera con frecuencia portadora $F_c = \omega_c / 2\pi = 1500$ Hz, y la señal de audio resultante se transmite como banda lateral superior por un transmisor estándar de banda lateral única (SSB).

Formas de onda de ejemplo para $Eso(t)$ y $Q(t)$ En la Figura 1 se muestra cómo las señales en fase y en cuadratura se crean a partir de pulsos de medio seno. con 1 ms de duración. Tenga en cuenta que el $Q(t)$ La forma de onda se desplaza en medio símbolo en relación con $Eso(t)$; por lo tanto, los medios símbolos aparecen al principio y fin del $Q(t)$ forma de onda en este gráfico. Los pulsos con polaridad positiva representan bits con valor 1, los pulsos negativos representan 0. Con la convención de que los índices de bits comienzan en cero, los bits pares se envían al Q canal, bits impares en el I canal. La forma de onda que se muestra en la Figura 1 representa la secuencia de bits 01100110101101010.

Espectro de forma de onda y envolvente

La Figura 2 muestra el espectro de audio promedio de una señal MSK144 como generado por $WSJT-X$. La frecuencia portadora $F_c = 1500$ Hz se ha elegido para centrar el lóbulo espectral principal en el ancho de banda disponible de un transceptor BLU típico. La forma de onda de audio generada tiene amplitud constante; sin embargo, la limitación de banda por los filtros de audio y RF del transmisor eliminará todos los componentes espectrales por encima de 3 kHz, por lo que solo se transmitirá el lóbulo principal y la forma de onda ya no tendrá una envolvente constante. La Tabla 1 muestra algunos ejemplos de la cantidad de variación de envolvente causada por diferentes cantidades de filtrado. La Figura 3 muestra el espectro medido de una señal MSK144 recibida en la salida de audio del receptor, así como el espectro del ruido de fondo del receptor sin señal presente.

La amplificación lineal es necesaria para reproducir fielmente las variaciones de envolvente introducidas cuando se filtra la forma de onda MSK. Tal amplificador mantendrá el espectro libre de lóbulos laterales producido por el filtro del transmisor. Por otro lado, si la señal es estrictamente limitada y luego amplificada por un amplificador no lineal, los lóbulos laterales espectrales reaparecerán, pero a niveles más bajos que los que estaban presentes antes del filtrado. En general, esperamos que la forma de onda MSK144 tolere la amplificación no lineal sin generar cantidades excesivas de salpicaduras; sin embargo, cualquiera que esté contemplando el uso de un amplificador no lineal debe realizar pruebas para verificar que el amplificador no causa un ensanchamiento espectral excesivo.

Estructura de trama y código de canal

Como en todos los demás $WSJT-X$ modos con FEC, los mensajes de usuario de MSK144 se comprimen en exactamente 72 bits. Las transmisiones consisten en una secuencia de tramas idénticas que transportan estos bits junto con información de sincronización y corrección de errores. Cada trama incluye un mensaje de usuario de 72 bits, una *verificación de redundancia cíclica* (CRC) calculado a partir del mensaje y 48 bits de redundancia de corrección de errores. El resultado $72 + 8 + 48 = 128$ bits *palabra clave* se combina con dos palabras de sincronización de 8 bits para formar una trama de mensaje de 144 bits. Las tramas se construyen como {S8, D48, S8, D80}, donde S8 representa una palabra de sincronización de 8 bits y D48, D80 representan los primeros 48 y los últimos 80 bits de la palabra de código de 128 bits. El decodificador utiliza el CRC de 8 bits para detectar y eliminar la mayoría de las decodificaciones falsas. A 2000 baudios, la duración de la trama es $144/2000 = 0,072$ s.

La combinación de 80 bits de mensaje y CRC se asigna a una palabra de código de 128 bits utilizando un binario (128, 80) *Comprobación de paridad de baja densidad* (LDPC) diseñado específicamente para MSK144. Elegimos un código LDPC porque estos códigos proporcionan un rendimiento de vanguardia y pueden diseñarse con prácticamente cualquier número deseado de bits de datos y bits de paridad. Además, se pueden decodificar con un bajo costo computacional en comparación con otros tipos de códigos utilizados en $WSJT-X$ - específicamente, los códigos convolucionales de longitud de restricción larga utilizados en JT4, JT9 y WSPR y el código Reed-Solomon utilizado en JT65. Como consecuencia

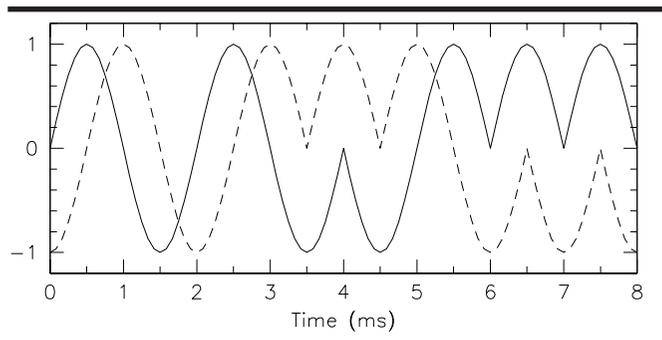


Figura 1— Segmento corto de la fase, $Eso(t)$ (curva continua) y cuadratura, $Q(t)$ (curva discontinua) componentes de una forma de onda MSK144. La forma de onda en fase contiene 8 pulsos semisinusoidales contiguos. La forma de onda en cuadratura está compensada por la mitad de un pulso. La compensación y la configuración de la mitad del seno asegura que la envolvente de la señal MSK144 sea constante, antes de la limitación de banda por los filtros en el transmisor.

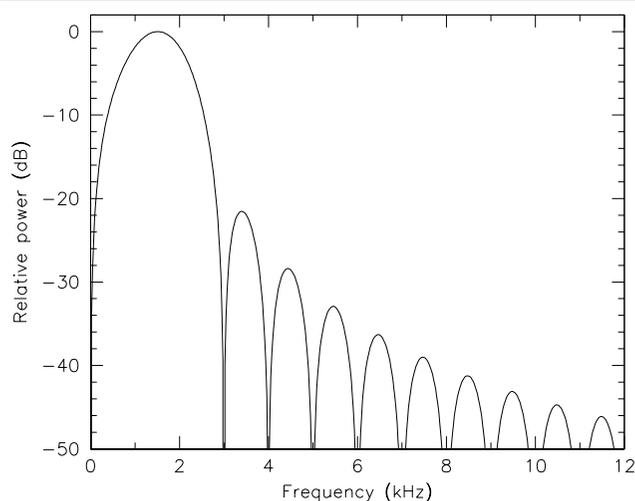


Figura 2: espectro promedio de señales de audio MSK144 generadas por $WSJT-X$ utilizando una frecuencia portadora de audio de 1,5 kHz. El audio del transmisor y los filtros de RF limitarán el ancho de banda de la señal transmitida a, típicamente, 300-2700 Hz, que incluye la mayor parte del lóbulo principal de este espectro, pero no los lóbulos laterales.

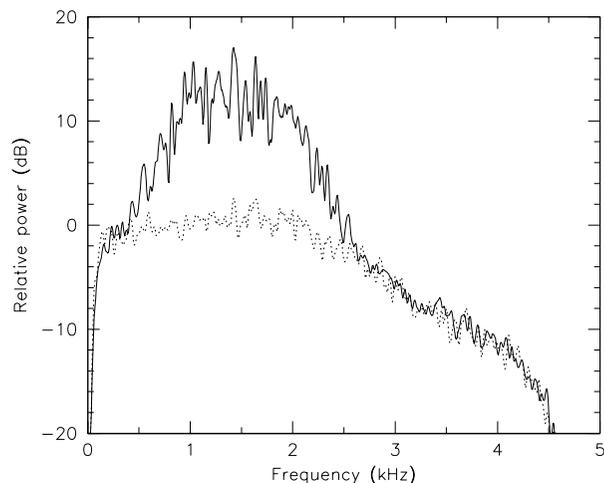


Figura 3— *Curva sólida:* espectro recibido del mensaje "K9AN AA2UK R-05" transmitido por AA2UK y recibido por K9AN. *Curva punteada:* espectro de ruido de fondo formado por la respuesta de frecuencia del receptor de K9AN.

tabla 1

Ejemplos representativos de variación de envolvente obtenidos mediante el filtrado de una trama MSK144 simulada. La variación de la envolvente aumenta significativamente a medida que se reduce el ancho de banda del transmisor.

	<i>Energía promedio</i>	<i>Potencia máxima de la envolvente</i>	<i>Relación de potencia pico a promedio</i>	<i>Relación de potencia máxima a mínima</i>
Sin filtros	1.0	1.0	1.0	1.00
0-3 kHz	0,996	1,27	1,28	1,91
0,3-2,7 kHz	0,988	1,32	1,33	2,29
0,5-2,5 kHz	0,959	1,50	1,57	3,31

podemos utilizar muchos intentos de decodificación en cada fragmento de datos, con cada intento concentrándose en un subconjunto diferente o ponderación de los datos. Este procedimiento conduce a una probabilidad significativamente mayor de decodificar señales débiles o ruidosas.

El código LDPC seleccionado (128, 80) está definido por un 48×128 matriz de control de paridad en el que todos los elementos son 0 o 1. La matriz tiene exactamente tres en cada columna y ocho en cada fila. (Por lo tanto, solo $3 \times 128 = 8 \times 48 = 384$ de las 6144 entradas son iguales a 1; es esta baja densidad de elementos distintos de cero en la matriz lo que le da al código LDPC su nombre). Cada una de las 48 filas de la matriz de verificación de paridad define una ecuación de verificación de paridad. Los ocho unos en cada fila determinan cuáles de los 128 bits de palabras de código se incluyen en esa verificación de paridad. Cada verificación de paridad se lleva a cabo sumando, módulo 2, los bits de palabra de código indicados. Las 48 sumas serán cero para una palabra de código válida y sin errores.

Comenzando con la matriz de verificación de paridad, obtenemos un 48×80 matriz generadora que determinará 48 bits de paridad para cualquier palabra de mensaje de 80 bits. Los 1 en una fila particular de la matriz del generador determinan cuál de los 80 bits de mensaje sumar, módulo 2, para producir un bit de paridad. Se pueden obtener detalles adicionales de la forma en que hemos implementado estos procesos, incluidas definiciones concisas de las dos matrices. encontrado en el código fuente abierto: por WSJT-X.

Rendimiento del código

La Figura 4 resume el rendimiento del protocolo MSK144 cuando se usa con el decodificador de decisión suave actualmente implementado en WSJT-X. Como se muestra en la curva etiquetada P_{AGc} tramas recibidas individuales con $SNR > 0$ dB casi siempre se decodifican correctamente. (Aquí y En otra parte de este documento, las relaciones señal-ruido se miden en un ancho de banda de referencia estándar de 2500Hz). $SNR = -1,5$ dB Aproximadamente el 40% de las tramas recibidas se decodifican correctamente y aproximadamente el 0,1% de las tramas recibidas producirán una palabra de código incorrecta. La mayoría de las palabras de código incorrectas serán rechazadas porque el mensaje decodificado falsamente no pasará la prueba CRC. Para SNR s cerca del umbral de decodificación del 50% aproximadamente 1 de cada 200 palabras de código incorrectas (aproximadamente 5 por cada millón de intentos de decodificación) tendrán accidentalmente el CRC correcto y se mostrarán como *decodificaciones falsas no detectadas*. La probabilidad medida de decodificaciones falsas no detectadas se traza en función de SNR como P_{AGi} , ampliado por un factor de 10^5 para hacerlo visible en la parcela. El falso la tasa de decodificación cae a niveles insignificantes cuando $SNR > 0$ dB.

La Figura 5 muestra la fracción de palabras de código recibidas con ruido que se decodificarán en función del número de errores graves en la palabra de código. La redundancia proporcionada por los bits de paridad permite decodificar la mayoría de las secuencias de bits de longitud de trama sincronizadas con menos de 10 errores graves y una pequeña fracción de aquellas con hasta 15 errores. Observamos que sin el código de corrección de errores, incluso un error grave en el mensaje empaquetado de 72 bits reduciría su contenido sin comprimir a basura.

Se han incorporado varias opciones de diseño importantes en la combinación de código / decodificador. Uno de esos parámetros es el número de iteraciones que el decodificador puede probar antes de darse por vencido. Más iteraciones toman más tiempo, pero (hasta cierto punto) producirán más decodificaciones. Sin embargo, la probabilidad de decodificaciones falsas aumenta drásticamente si el número máximo permitido de iteraciones se vuelve demasiado grande. Otra opción implica el diseño detallado del código.

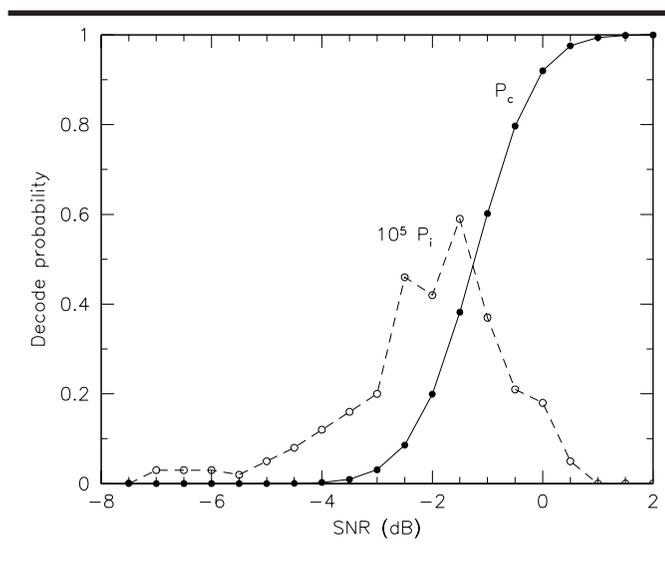


Figura 4: probabilidad de una decodificación correcta P_{AGc} e incorrecta P_{AGi} como una función de SNR para mensajes estándar MSK144. Estas curvas fueron generadas por simulación numérica, basada en 10^7 tramas recibidas ruidosas simuladas. Los resultados representan un rendimiento ideal suponiendo una sincronización perfecta de frecuencia y tiempo. Promedio coherente de n mensajes se deslizarán ambas curvas hacia la izquierda por la cantidad $10 \log_{10} n$.

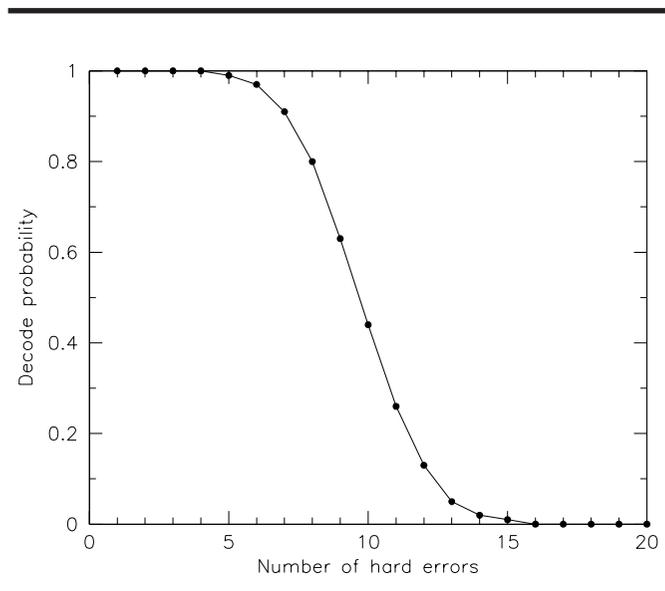


Figura 5: fracción de decodificaciones correctas en función del número de errores graves en una palabra de código recibida.

sí mismo. El aumento de la densidad de la matriz de verificación de paridad produce un código que requiere más iteraciones para decodificar o, de manera equivalente, produce menos decodificaciones para un número dado de iteraciones. Por otro lado, un código más denso que produce la mitad de descodificaciones puede dar una quinta parte de las descodificaciones falsas. Creamos varios códigos con diferentes densidades y exploramos el rendimiento de cada uno para diferentes límites de iteración. En última instancia, elegimos parámetros que producen bien *PAG* y *PAG* rendimiento con el menor número de iteraciones del decodificador. Creemos el código elegido es casi óptimo para el propósito en cuestión.

Formato de mensaje corto opcional

En una trayectoria dada de dispersión de meteoros, la duración de un ping es proporcional al cuadrado inverso de la frecuencia operativa. Por lo tanto, los pings a 144 MHz son aproximadamente 1/8 de la longitud de los de 50 MHz. La mayor parte de una trama debe recibirse para decodificar su mensaje, por lo que los pings de menos de 70 ms, habituales en bandas de 144 MHz y superiores, son demasiado cortos para transmitir una trama MSK144 estándar decodificable. Para utilizar pings aún más cortos, el protocolo incluye mensajes cortos opcionales que se pueden usar para enviar informes de señales y otra información de QSO necesaria después de que se hayan intercambiado los distintivos de llamada. Las tramas cortas tienen una longitud de 20 ms y constan de 40 bits: una palabra de sincronización de 8 bits, 4 bits para transmitir información del mensaje, 12 bits que representan un hash de la cadena que consiste en el distintivo de llamada DX seguido del distintivo de casa y 16 de paridad bits para FEC. Solo hay 9 mensajes compatibles,

Diseñamos un código LDPC binario (32,16) para los marcos de mensajes cortos MSK144. Los 16×32 parity-checkmatrix tiene exactamente tres 1 en cada columna y 5, 6 o 7 en cada fila. Las medidas de rendimiento para este código (incluida la verificación de la prueba hash) se representan en la Figura 6. El umbral de decodificación es casi el mismo que para el código largo, pero la probabilidad máxima de decodificaciones falsas es aproximadamente 30 veces mayor, una consecuencia de la longitud de bloque más pequeña del código.

Implementación en *WSJT-X*

MSK144 es uno de los siete modos de funcionamiento distintos en el programa *WSJT-X*. Se ha publicado una descripción general de los propósitos de diseño y las características operativas de cada modo en *QST* artículo de la Nota 4, y muchos más detalles se pueden encontrar en el *WSJT-X User Guide*. Limitamos la discusión aquí a algunas características particulares de MSK144 tal como se implementa actualmente en *WSJT-X*.

Detalles del decodificador

Con pings superiores a unos 100 ms, podemos sumar de forma coherente varios fotogramas para mejorar la relación señal-ruido. El decodificador actual MSK144 puede promediar hasta 7 cuadros, aproximadamente medio segundo de datos. Promedio coherente de *norte* marcos mejora la sensibilidad en 10 log *norte* dB, por lo que la sensibilidad mejora rápidamente para pings más largos. Promedios coherentes de $N=2, 3, 4, 5, 7$ cuadros con nivel de señal constante producen ganancias de 3, 4.8, 6, 7 y 8,5 dB, respectivamente. Esto equivale a mejoras muy valiosas, incluso cuando los niveles de señal del mundo real no son constantes durante el intervalo de promediado.

La demodulación coherente requiere una alineación adecuada de los límites de los símbolos de canal, un conocimiento preciso de la frecuencia de la portadora de una señal recibida y una estimación de la fase de la portadora. El promedio de varios cuadros aumenta la precisión de frecuencia necesaria en proporción a la duración total de la señal. Para garantizar que la fase de la portadora no varíe significativamente durante el intervalo de promedio, el promedio de 7 cuadros requiere que la frecuencia se conozca mejor que 1 Hz. En efecto, el algoritmo de decodificación debe buscar todas las posibles compensaciones de frecuencia en alguna ventana de tolerancia utilizando un 1 Hz tamaño de paso, al mismo tiempo que busca en los desplazamientos de tiempo para establecer la sincronización de símbolos. Para los promedios de trama más largos, el tiempo de ejecución del decodificador está dominado por este requisito de sincronización.

WSJT-X implementa una versión del algoritmo suma-producto para la decodificación por decisión suave de los símbolos recibidos con ruido.

Este algoritmo de decodificación iterativo acepta una medida de fiabilidad numérica para cada uno de los símbolos recibidos. Cada iteración actualiza la confiabilidad del símbolo en función del grado en que se satisfacen las sumas de verificación de paridad. Después de cada iteración, se toman decisiones difíciles sobre el valor de cada símbolo en función de la fiabilidad de los símbolos actualizados; si el resultado es una palabra de código válida, el algoritmo termina. Si no se encuentra ninguna palabra de código antes de completar un número máximo predeterminado de iteraciones, el algoritmo "agota el tiempo de espera" y notifica un error de decodificación.

El decodificador MSK144 en *WSJT-X* Versión 1.7 funciona casi en tiempo real al observar pequeños fragmentos de datos superpuestos y completar todos los intentos de decodificación antes de que llegue el siguiente fragmento. Cada fragmento contiene 7 marcos de mensaje, lo que equivale a aproximadamente 0,5 s de datos. Para cada fragmento, el decodificador primero intenta sincronizar y decodificar las mejores tramas de mensajes individuales. Si esto falla, intenta combinaciones de promedios coherentes de 2, 3, 4 y 5 cuadros. Finalmente, intenta un promedio coherente de los 7 fotogramas. Es posible que las computadoras más antiguas y más lentas no puedan satisfacer las demandas del decodificador MSK144 cuando se utiliza la configuración de decodificación "Profunda" en el *WSJT-X* interfaz de usuario. Al seleccionar la decodificación "Normal" se eliminará el promedio de 7 cuadros más largo y que consume más tiempo para ahorrar tiempo. La configuración de decodificación "Rápida" elimina los promedios de 5 y 7 cuadros. Omitir los promedios más largos reduce un poco la sensibilidad, aunque las sanciones son modestas.

Ecuación de fase

La mayoría de los transceptores SSB superheterodinos utilizan filtros estrechos optimizados para una buena forma

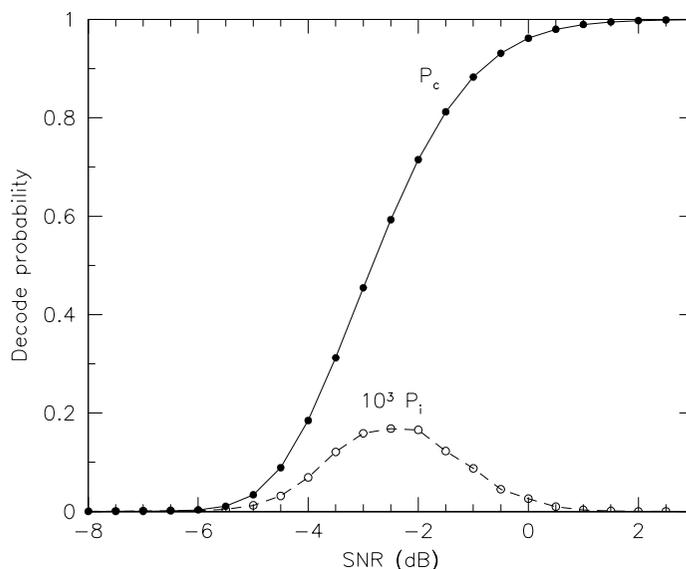


Figura 6 — Probabilidad de una decodificación correcta *PAG* y decodificación incorrecta *PAG* como una función de *SNR* para el formato de mensajes cortos MSK144. Estas curvas se generaron mediante simulación, basada en 10 tramas recibidas ruidosas simuladas.

factor sin tener en cuenta la linealidad de fase. La variación del retardo de grupo a lo largo de la banda de paso difumina los pulsos de MSK144, lo que provoca interferencias entre símbolos. *WSJT-X* incluye una función de equalización de fase que se puede utilizar para corregir cualquier variación de retardo de grupo aportada por el receptor. Cuando una trama recibida se ha decodificado con éxito, esta herramienta genera una forma de onda no distorsionada cuya transformada de Fourier puede servir como una referencia de fase dependiente de la frecuencia para compararla con la fase de los coeficientes de Fourier de la trama recibida. Las diferencias de fase entre la forma de onda de referencia y la recibida incluirán las distorsiones aportadas por el filtro de transmisión de la estación de origen, el canal de propagación y los filtros en el receptor. Si la trama recibida se origina en una estación que se sabe que transmite señales que tienen poca distorsión de fase (digamos,

La herramienta de respuesta de fase en *WSJT-X* ajusta un polinomio de orden inferior a las fases medidas. Los coeficientes polinomiales guardados se pueden usar para corregir las fases en todas las señales recibidas, aplanando efectivamente la respuesta de retardo de grupo del receptor. El uso cuidadoso de esta capacidad puede mejorar la sensibilidad del decodificador en cantidades significativas. Como ejemplo, la Figura 7 muestra la respuesta de fase

del receptor TS-2000 en K9AN, medido utilizando una señal transmitida por el transceptor definido por software en KØTPP. Errores de fase tan grandes como pag/Se encuentran 2 radianes (90 grados) cerca de los bordes de la banda de paso, en relación con los valores de la banda media. La curva suave en la Figura 7 es un 4^o grado de ajuste del polinomio a los datos medidos. La sensibilidad mejorada del decodificador se puede juzgar a partir de la *diagramas de ojos* de la Figura 8, que contiene gráficos superpuestos de 72 amplitudes de símbolos recibidos que constituyen una trama de la señal de KØTPP. La parte superior de la figura muestra el diagrama antes de la corrección de fase; la parte inferior después de aplicar la curva de equalización de fase ajustada. Observe que los ojos están más "abierto" después de la equalización. Una apertura de ojos más amplia significa menos errores de bits a baja SNR, y una mayor probabilidad de decodificar con éxito una trama recibida con ruido.

Si el operador tiene cuidado de asegurarse de que la corrección de fase aplicada represente con precisión la respuesta del receptor, entonces la equalización de fase derivada de una estación de referencia potente mejorará la decodificación de las señales de la mayoría de las otras estaciones. Cabe señalar que no es probable que la equalización de fase mejore el rendimiento de decodificación para aquellos que utilizan SDR con filtros de recepción de fase lineal.

Estándar de Procedimientos Operativos

En América del Norte, los niveles más altos de actividad de MSK144 se encuentran en 6 metros. Los QSO se llevan a cabo con secuencias alternas de transmisión / recepción (T / R) de 15 s de duración; cien vatios y una modesta antena de hasta 20 pies

es suficiente para hacer muchos contactos de dispersión de meteoritos. Por convención informal, la "frecuencia de llamada" estándar de 6 m es 50,260 MHz. Como se describe en nuestro mencionado anteriormente *QST* papel de la Nota 4, la mayoría de los QSO comienzan con alguien que llama a CQ y proceden de la siguiente manera:

1. CQ K1JT FN20
2. K1JT K9AN EN50
3. K9AN K1JT -01
4. K1JT K9AN R + 03
5. K9AN K1JT RRR
6. K1JT K9AN 73

Cada estación continúa enviando un mensaje dado hasta recibir el siguiente mensaje del socio QSO. Los informes de señales transmitidos en los mensajes número 3 y 4 son relaciones de señal a ruido medidas en dB. Por una larga tradición, especialmente para el trabajo de señal débil en VHF y bandas superiores, un contacto mínimo se considera completo y adecuado para el registro después de que se hayan intercambiado los distintivos de llamada, los informes de señales o alguna otra información previamente desconocida y los acuses de recibo. El mensaje final "73" es una cortesía; en el ejemplo anterior, le permite a K1JT saber que se recibió su acuse de recibo final y que el contacto está completo. A muchos usuarios les gusta intercambiar "chit-chat" de texto libre de 13 caracteres en este punto.

Como ejemplo de uso en el aire de MSK144, el *WSJT-X* La captura de pantalla en la Figura 9 muestra una secuencia de mensajes recibidos en K1JT después de que llamó a CQ en 50.260 MHz. En una transmisión que comienza a las 11:30:00 UTC,

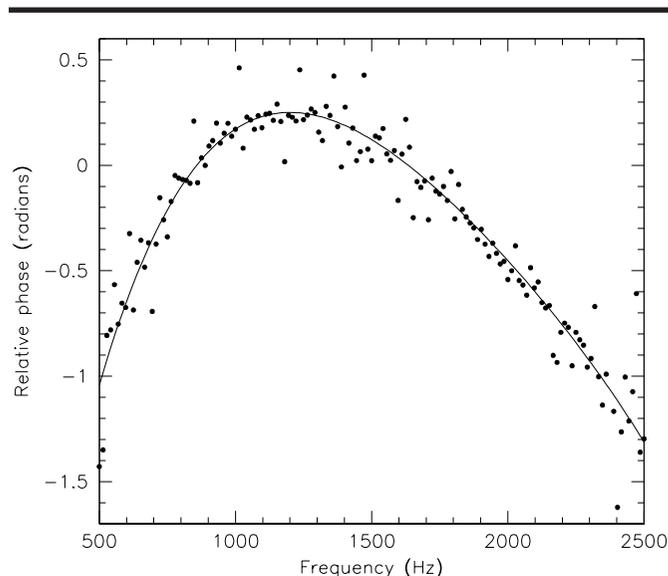


Figura 7—*Círculos llenos*: diferencias de fase medidas entre los espectros complejos de una forma de onda de referencia generada localmente y el promedio de varias tramas fuertes recibidas de KØTPP. *Curva suave*: Polinomio de cuarto orden ajustado a los datos medidos.

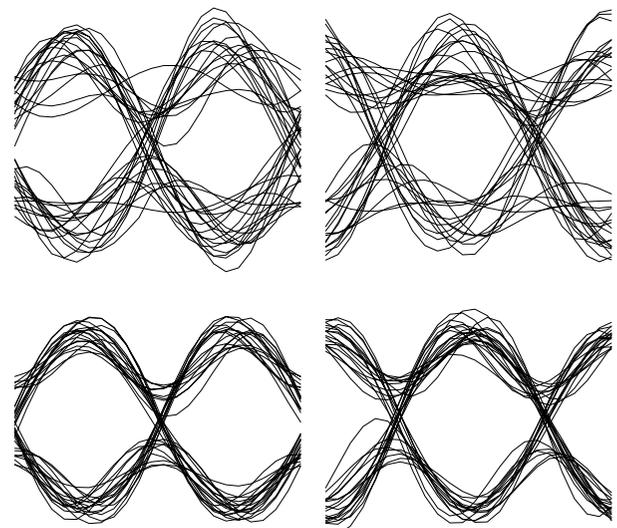


Figura 8 — Diagramas de ojo para la fase recibida (*izquierda*) y cuadratura (*derecha*) símbolos para una señal de KØTPP recibida por K9AN. Las curvas superiores no tienen equalización de fase; las curvas inferiores son posteriores a la equalización utilizando el ajuste polinomial que se muestra en la Figura 7.

W5ADD respondió la CQ. La Figura 10 es una instantánea del *WSJT-X* espectrograma de desplazamiento horizontal que muestra este ping (panel inferior) y otro varias secuencias después que lleva el mensaje "K1JT W5ADD R-02" (panel superior). Estos dos pings eran de fuerza moderada, $SNR = 5$ y 4 dB, respectivamente, y el del panel superior tiene unos 70 ms de ancho; sin embargo, estos pings e incluso mucho más débiles (consulte la columna "dB" en la Figura 9) se decodifican sin errores. En la Figura 9 puede ver que cuando el QSO con W5ADD se completó, N9BX y KA9CFD se llamaron como "finales de cola", y siguieron dos QSO más. en rápida sucesión.

Operación dividida usando "CQ nnn"

La naturaleza esporádica de los pings de los meteoritos hace posible que muchas estaciones compartan una frecuencia con poca interferencia. La decodificación de varias estaciones diferentes en la misma secuencia de recepción le permite ver "quién más está conectado", además de la estación en la que puede estar trabajando. Sin embargo, cuando la frecuencia se vuelve *también* ocupado es una buena idea esparcirse. *WSJT-X* proporciona un mecanismo para hacer esto al tiempo que conserva la importante ventaja de tener un "lugar de encuentro" conocido para iniciar los contactos. Los mensajes CQ pueden incluir tres dígitos entre el CQ y el distintivo de llamada. Por ejemplo, K9AN podría enviar "CQ290K9AN EN50" en 50.260 MHz para indicar que escuchará las respuestas en 50.290 MHz y continuará el QSO allí. Tenga en cuenta que los CQ de compensación no son lo mismo que la operación típica de "división" en las bandas de ondas decamétricas. Cuando opera split, cada operador transmite en una frecuencia y escucha en otra. Los QSO de MSK144 que utilizan "CQ nnn" se utilizan para mover un contacto fuera de la frecuencia de llamada a una única frecuencia de desplazamiento donde ambas estaciones transmitirán y recibirán. *WSJT-X* tiene instalaciones que le permiten reconocer llamadas "CQ nnn" y restablecer automáticamente la frecuencia de marcación del transceptor, según sea necesario para ambas estaciones.

Modo concurso

Los concursos de VHF de América del Norte utilizan localizadores de cuadrícula de Maidenhead como multiplicadores y la información de intercambio requerida. MSK144 ofrece un opcional *modo concurso* en el que se intercambian y reconocen las redes en lugar de los informes de señales. La secuencia de mensajes estándar se convierte en

1. CQ K1JT FN20
2. K1JT K9AN EN50
3. K9AN K1JT R FN20
4. K1JT K9AN RRR
5. CQ K1JT FN20

El acuse de recibo "R" en el mensaje número 3 se transmite utilizando el hecho de que los modos de propagación adecuados para MSK144 son generalmente efectivos solo a distancias del orden de 1300 millas. Para transmitir el mensaje

UTC	dB	T	Freq	Message
113000	5	8.8	1565	& K1JT W5ADD EM40
113230	4	11.4	1567	& K1JT W5ADD R-02
113330	-1	1.6	1571	& K1JT W5ADD 73
113530	5	6.3	1563	& K1JT N9BX EM50
113600	-4	9.8	1570	& K1JT KA9CFD EN40
113630	3	1.7	1560	& K1JT N9BX EM50
113730	9	14.3	1558	& K1JT N9BX R+02
113830	3	8.1	1559	& K1JT N9BX 73
114030	2	14.0	1562	& K1JT KA9CFD R+02
114530	14	13.4	1564	& K1JT KA9CFD 73

Figura 9 — Mensajes recibidos en K1JT en una secuencia de tres QSO rápidos MSK144 en 6 metros.

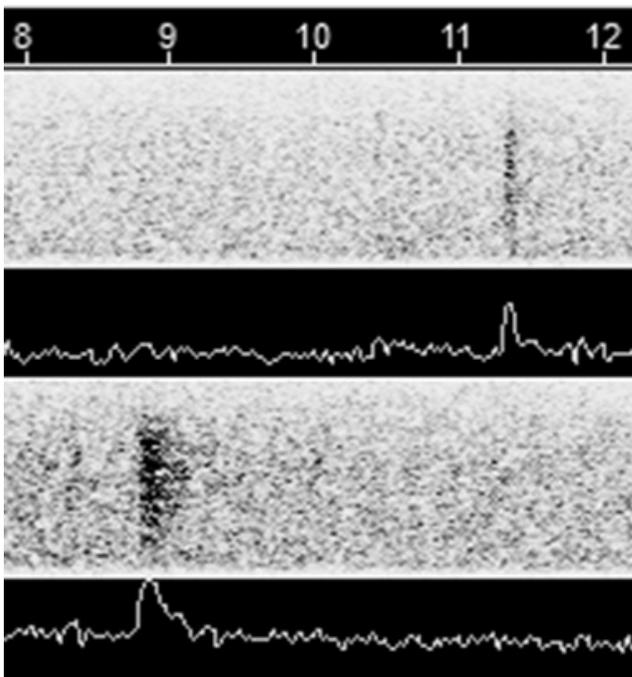


Figura 10 — Pequeñas porciones del *WSJT-X* espectrograma en tiempo real que muestra los pings recibidos de W5ADD en secuencias que comienzan a las 11:30:00 UTC (*más bajo*) y 11:32:30 (*superior*). Los mensajes decodificados correspondientes son los de las dos primeras líneas de la captura de pantalla de la Figura 9.

UTC	dB	T	Freq	Message
120300	1	9.7	1497	& CQ K9AN EN50
120300	2	10.5	1499	& CQ K9AN EN50
120400	-1	11.9	1497	& K1JT K9AN +03
120430	3	0.6	1496	& <K1JT K9AN> RRR
120500	-2	9.4	1495	& <K1JT K9AN> 73

Figura 11 — Mensajes recibidos en K1JT en un QSO con K9AN usando mensajes de formato corto.

fragmento "R FN20", *WSJT-X* codifica el localizador como el del punto diametralmente opuesto en la Tierra. El programa receptor reconoce dicho localizador como especial (implicaría una distancia inverosímil que se acerca a la mitad de la circunferencia de la Tierra), por lo que el software realiza la transformación inversa a la cuadrícula original e inserta la "R" implícita en el mensaje que se muestra al usuario.

Mensajes cortos

Como se describió anteriormente, MSK144 admite mensajes de formato corto que se pueden usar después de que los socios de QSO hayan intercambiado ambos distintivos de llamada. Los mensajes cortos constan de 4 bits que codifican el informe R +, RRR o 73, junto con un código hash de 12 bits basado en el par ordenado de los distintivos de llamada "a" y "desde". Cuando se han activado mensajes cortos en el *WSJT-X* interfaz de usuario, los mensajes 4 a 6 en la secuencia estándar se modifican de la siguiente manera:

1. *CQ K1JT FN20*
2. *K1JT K9AN EN50*
3. *K9AN K1JT -01*
4. *<K1JT K9AN> R + 03*
5. *<K9AN K1JT> RRR*
6. *<K1JT K9AN> 73*

Los distintivos de llamada individuales se reemplazan por un código hash de 12 bits en la trama transmitida, y la sustitución se indica en pantalla encerrando los distintivos de llamada entre corchetes angulares <>. Cuando el programa receptor decodifica el código hash ya conocido (y por lo tanto esperado), muestra los distintivos de llamada conocidos entre paréntesis angulares. La figura 11 es una captura de pantalla que muestra los mensajes recibidos por K1JT en un QSO con K9AN usando mensajes cortos. La función de mensajes cortos está pensada para su uso en bandas de 144 MHz y superiores, donde los pings muy cortos los hacen especialmente beneficiosos.

Un tercero que monitorea las transmisiones de mensajes cortos no necesariamente conocerá los distintivos de llamada de las estaciones involucradas en el QSO en curso. *WSJT-X* implementa un modo "SWL" que permite a un oyente monitorear mensajes cortos intercambiados por otras dos estaciones. Cuando se activa el modo SWL, el decodificador recuerda los signos de llamada copiados recientemente y compara los hashes recibidos con una lista de hashes calculada a partir de todos los pares ordenados de distintivos de llamada que se encuentran actualmente en la lista. Si el hash recibido se encuentra en la lista, el decodificador imprime la decodificación con los distintivos de llamada "adivinaos" entre <> paréntesis angulares. Aceptar mensajes recibidos con cualquier hash encontrado en una lista aumenta la probabilidad de imprimir una decodificación falsa en proporción al cuadrado del número de distintivos de llamada recordados. Para disminuir el número de decodificaciones falsas impresas en el modo SWL, el software solo imprime las decodificaciones después de que el hash asociado se haya recibido al menos dos veces en una secuencia de recepción.

Conclusión

MSK144 es un protocolo altamente eficiente para realizar QSO mínimos a través de la dispersión de meteoros. De hecho, creemos que la velocidad de transmisión de caracteres efectiva, el ancho de banda ocupado y la sensibilidad del protocolo son casi óptimos para el propósito indicado, sin dejar de ser consistentes con las capacidades de los transceptores SSB de aficionados estándar.

Agradecemos a Bill Somerville, G4WJS, por sus útiles comentarios sobre una versión anterior de este manuscrito.

Steve Franke, K9AN, tiene una licencia de clase extra amateur. Obtuvo la licencia por primera vez en 1971 y anteriormente ocupó los distintivos de llamada WN9IIQ y WB9IIQ. Una fascinación temprana y duradera por la radiociencia lo llevó a su puesto actual como profesor de Ingeniería Eléctrica e Informática en la Universidad de Illinois en Urbana-Champaign. Steve es miembro de ARRL y miembro del IEEE.

Joe Taylor obtuvo la licencia por primera vez como KN2ITP en 1954 y desde entonces ha tenido los distintivos de llamada K2ITP, WA1LXQ, W1HFV, VK2BJX y K1JT. Fue profesor de astronomía en la Universidad de Massachusetts de 1969 a 1981 y, desde entonces, profesor de física en la Universidad de Princeton, donde también se desempeñó como decano de la facultad durante seis años. Fue galardonado con el Premio Nobel de Física en 1993 por el descubrimiento del primer púlsar en órbita, lo que llevó a observaciones que establecieron la existencia de ondas gravitacionales. Después de su jubilación, ha estado ocupado desarrollando y mejorando protocolos digitales para la comunicación de señal débil por radioaficionado, incluidos JT65 y WSPR. Persigue DX desde 160 metros a través de las bandas de microondas.

Notas

¹OG Villard, W6QYT y AM Peterson, W6POH, "Meteor Scatter: un medio recientemente descubierto para la comunicación de rango extendido en las bandas de 15 y 20 metros", *QST*, Abril de 1953, págs. 11-15, 124, 126.

²Shelby Ennis, W8WN, "Utilizando el constante bombardeo de escombros cósmicos para la comunicación de rutina", *QST*, Noviembre de 2000, págs. 28-32.

³Joe Taylor, K1JT, "*WSJT*: Nuevo software para la comunicación VHF Meteor-Scatter" *QST*,

Diciembre de 2001, págs. 36-41.
⁴Joe Taylor, K1JT, Steve Franke, K9AN y Bill Somerville, G4WJS, "Work the World with *WSJT-X*," (Programado) *QST*, Octubre y noviembre de 2017.

⁵T. Aulin y C. Sundberg, *Internacional J. Comunicaciones por satélite*, vol 2, p 219, 1984.

⁶sourceforge.net/projects/wsjt.
⁷www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/

⁸[wsjtx-doc / wsjt-main-1.7.1-devel.html](http://wsjtx-doc/wsjt-main-1.7.1-devel.html).
⁹Shu Lin y Daniel J. Costello, *Codificación de*

control de errores, Pearson Prentice Hall, 2004.