

G-DSP Engine

Implementación del Subsistema de Recepción

Fase 3 — Documentación Técnica del TFG

G-DSP Team

Febrero 2026

Índice

1. Introducción al Subsistema de Recepción	2
2. Arquitectura del Receptor	2
3. Filtro Acoplado (Matched Filter)	2
3.1. Justificación	2
3.2. Compensación de ganancia	3
4. Recuperación de Temporización — Gardner TED	3
4.1. Algoritmo	3
4.2. NCO de temporización	3
4.3. Interpolación lineal	4
5. Recuperación de Portadora — Costas Loop 16-QAM	4
5.1. Limitación del Costas clásico con 16-QAM	4
5.2. Solución implementada: detector dirigido por decisiones	4
5.3. Rotador de fase (NCO + LUT sin/cos)	5
5.4. Filtro de lazo PI con <i>gear shifting</i>	5
5.5. Detector de enganche	6
6. Presupuesto de Recursos DSP	6
7. Resultados de Verificación	6
7.1. Prueba funcional básica	6
7.2. Prueba de estrés con offset de frecuencia	7
8. Conclusiones de la Fase 3	7

1. Introducción al Subsistema de Recepción

El subsistema de recepción (RX) del procesador banda base G-DSP Engine constituye la tercera fase funcional del módem 16-QAM, completando la cadena de comunicaciones implementada sobre la FPGA Gowin GW1NR-LV9QN88PC6/I5 (Tang Nano 9K). Su función es recuperar los símbolos transmitidos a partir de las muestras ruidosas entregadas por el modelo de canal AWGN (Fase 2), resolviendo simultáneamente la sincronización de tiempo de símbolo y la recuperación de fase de portadora.

La cadena de recepción implementada sigue la arquitectura canónica de un receptor QAM coherente:

$$r_{I,Q}[n] \rightarrow \text{FIR RRC (MF)} \rightarrow \text{Gardner TED} \xrightarrow{1 \text{ sym}} \text{Costas DD-PLL} \rightarrow \hat{I}, \hat{Q} \quad (1)$$

Los módulos RTL que materializan esta cadena son:

1. `rrc_filter` $\times 2$ — Filtro acoplado (matched filter) para los canales I y Q.
2. `gardner_ted` — Recuperación de temporización con NCO e interpolación lineal.
3. `costas_loop` — Recuperación de portadora mediante lazo de fase dirigido por decisiones (DD-PLL) para 16-QAM.
4. `rx_top` — Módulo de integración que conecta los tres bloques anteriores.

2. Arquitectura del Receptor

La Figura 1 muestra el diagrama de bloques del subsistema de recepción. La señal de entrada proviene del modelo de canal AWGN a tasa de muestreo ($f_s = 27 \text{ MHz}$, 4 muestras por símbolo), y la salida son los símbolos demodulados a tasa de símbolo ($f_{\text{sym}} = 6,75 \text{ MHz}$) junto con un indicador de enganche (`demod_lock`).

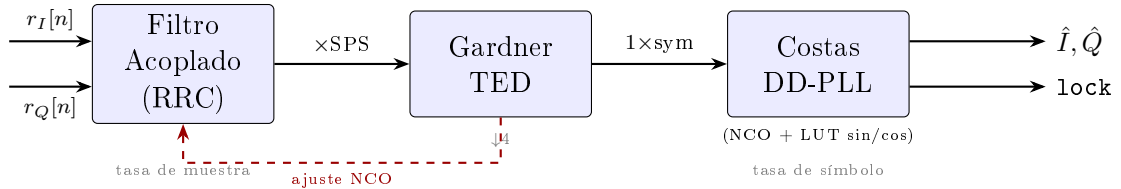


Figura 1: Diagrama de bloques del subsistema de recepción. El filtro acoplado opera a f_s ; el Gardner TED decima a tasa de símbolo; el lazo de Costas corrige fase y frecuencia residual.

3. Filtro Acoplado (Matched Filter)

El filtro acoplado del receptor reutiliza el mismo módulo `rrc_filter` empleado en el transmisor (Fase 1), con coeficientes RRC de longitud $L = 33$ taps y factor de *roll-off* $\alpha = 0,25$. Se instancian dos copias idénticas, una para cada canal (I y Q).

3.1. Justificación

En un sistema con conformación de pulso *split Nyquist*, la cascada de los filtros RRC de transmisión y recepción produce una respuesta total de coseno alzado (*raised cosine*), que satisface el primer criterio de Nyquist para interferencia intersimbólica (ISI) nula en los instantes óptimos de muestreo:

$$h_{\text{RC}}[n] = h_{\text{RRC}}[n] * h_{\text{RRC}}[n], \quad h_{\text{RC}}[kT_s] = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

Además, el filtro acoplado maximiza la relación señal a ruido (SNR) a la salida, propiedad fundamental para la detección óptima en canales AWGN [1].

3.2. Compensación de ganancia

La cascada de dos filtros RRC discretos produce una ganancia de pico $\|h_{\text{RRC}}\|^2 \approx 0,7095$ en lugar de la unidad teórica (debido a la discretización y truncamiento de los coeficientes a Q1.11). Para restaurar los niveles de constelación QAM a escala completa, el módulo `rx_top` aplica una etapa de compensación de ganancia:

$$y_{\text{comp}} = y_{\text{MF}} \times \frac{1443}{1024} \approx y_{\text{MF}} \times 1,4094 \approx \frac{y_{\text{MF}}}{0,7095} \quad (3)$$

Esta multiplicación emplea 2 multiplicadores DSP adicionales (uno por canal) a tasa de muestra.

4. Recuperación de Temporización — Gardner TED

La recuperación de temporización (*timing recovery*) es necesaria para identificar los instantes óptimos de muestreo dentro de cada período de símbolo. El módulo `gardner_ted` implementa el algoritmo de Gardner, un detector de error de temporización *non-data-aided* (NDA) que no requiere decisiones previas del demodulador [2].

4.1. Algoritmo

El error de temporización de Gardner para los canales I y Q se calcula como:

$$e[n] = (I[n-1] - I[n]) \cdot I_{\text{mid}} + (Q[n-1] - Q[n]) \cdot Q_{\text{mid}} \quad (4)$$

donde $I[n]$, $Q[n]$ son las muestras *prompt* (instante óptimo actual), $I[n-1]$, $Q[n-1]$ son los prompts del símbolo anterior, e I_{mid} , Q_{mid} son las muestras en el punto medio entre ambos prompts.

La propiedad fundamental de este detector es que su valor esperado es cero cuando el muestreo está perfectamente alineado ($e[n] = 0$ en media), y tiene un gradiente que permite al lazo de control converger al instante óptimo.

4.2. NCO de temporización

El control de fase temporal se implementa mediante un oscilador controlado numéricamente (NCO) de 16 bits. El acumulador de fase se incrementa por un paso nominal $\Delta\phi = 2^{16}/\text{SPS} = 16384$ en cada muestra válida. Cuando el acumulador desborda (bit 16), se genera un pulso `sym_strobe` que indica el instante óptimo de muestreo.

El filtro de lazo PI ajusta el paso del NCO:

$$\Delta\phi_{\text{adj}} = \Delta\phi_{\text{nom}} - K_p \cdot e[n] - K_i \cdot \sum_k e[k] \quad (5)$$

con $K_p = 2^{-8}$ y $K_i = 2^{-16}$ (ganancias conservadoras implementadas como desplazamientos aritméticos).

4.3. Interpolación lineal

Para obtener la muestra *prompt* en el instante exacto indicado por el NCO (que generalmente no coincide con una muestra real), se emplea un interpolador lineal:

$$y(\mu) = x_{\text{curr}} + \mu \cdot (x_{\text{prev}} - x_{\text{curr}}), \quad \mu = \frac{\text{NCO}_{\text{overshoot}}}{2^{14}} \quad (6)$$

donde $\mu \in [0, 1]$ es la fracción de muestra derivada de los bits inferiores del acumulador NCO.

Justificación del interpolador lineal. La Tang Nano 9K dispone de 20 multiplicadores DSP de 9×9 bits. La interpolación lineal requiere solo 2 multiplicadores (uno por canal I/Q) para el producto $\mu \times (x_{\text{prev}} - x_{\text{curr}})$, frente a los 6–8 multiplicadores que precisaría un interpolador cúbico o de Farrow. Dado que el error de interpolación lineal afecta principalmente a las componentes de alta frecuencia (atenuadas por el filtro RRC con $\alpha = 0,25$), la degradación de rendimiento es insignificante para nuestra aplicación.

5. Recuperación de Portadora — Costas Loop 16-QAM

La recuperación de portadora corrige cualquier desfase de fase y/o frecuencia residual entre el transmisor y el receptor. El módulo `costas_loop` implementa un lazo de fase enganchada (*PLL*) dirigido por decisiones (*Decision-Directed*, DD), adaptado específicamente para 16-QAM.

5.1. Limitación del Costas clásico con 16-QAM

El detector de fase del lazo de Costas clásico, utilizado habitualmente en BPSK y QPSK, calcula el error como:

$$e_{\text{QPSK}} = Q \cdot \text{sgn}(I) - I \cdot \text{sgn}(Q) \quad (7)$$

Este detector asume que la señal solo tiene *dos niveles por eje* (± 1). En 16-QAM, con *cuatro niveles por eje* ($\pm 1, \pm 3$ normalizados), el detector clásico falla porque:

- Los símbolos del anillo interior ($\pm 1/\sqrt{10}$) producen un gradiente de error *ambiguo* respecto a los del anillo exterior ($\pm 3/\sqrt{10}$).
- La función de error resultante (curva S) presenta ceros espurios que impiden la convergencia del lazo.

5.2. Solución implementada: detector dirigido por decisiones

En lugar del `sgn()`, se utiliza la salida del *decisor duro* (slicer) de 16-QAM para generar el error de fase mediante el producto cruzado:

$$e_{\text{DD}}[n] = \text{rot}_I \cdot \hat{Q} - \text{rot}_Q \cdot \hat{I} \quad (8)$$

donde $\text{rot}_{I,Q}$ son las muestras tras la rotación del NCO, y \hat{I}, \hat{Q} son los niveles QAM más cercanos determinados por las decisiones del slicer (umbral en $(|\text{QAM}_{+1}| + |\text{QAM}_{+3}|)/2 = 1296$ en Q1.11).

Este detector genera una curva S correcta con ceros estables a 0, 90, 180 y 270, y funciona para cualquier constelación QAM rectangular.

5.3. Rotador de fase (NCO + LUT sin/cos)

La rotación de la constelación se implementa mediante el producto complejo:

$$\text{rot}_I = \text{sym}_I \cdot \cos \theta - \text{sym}_Q \cdot \sin \theta \quad (9)$$

$$\text{rot}_Q = \text{sym}_I \cdot \sin \theta + \text{sym}_Q \cdot \cos \theta \quad (10)$$

donde θ es la fase acumulada del NCO de 16 bits.

LUT de cuarto de onda vs. CORDIC. Los valores de $\cos \theta$ y $\sin \theta$ se obtienen de una LUT de cuarto de onda de 65 entradas en Q1.11, con plegado de cuadrante (*quadrant folding*) sobre los 2 bits superiores de la fase. Esta implementación se eligió frente al algoritmo CORDIC por las siguientes razones:

1. **Uso eficiente de DSP:** La LUT produce valores sin / cos en un ciclo de reloj, y las 4 multiplicaciones del rotador se realizan en multiplicadores DSP dedicados. La Tang Nano 9K dispone de 20 multiplicadores de 9×9 bits (encadenables a 18×18) que, en su mayoría, quedan sin usar después del filtro FIR. Aprovechar estos multiplicadores para el rotador ahorra lógica combinacional (LUTs) frente a la cadena de sumas y desplazamientos del CORDIC.
2. **Latencia reducida:** El rotador basado en LUT requiere solo 1–2 ciclos de *pipeline*, mientras que un CORDIC de 12 bits necesitaría 12 iteraciones (o un *pipeline* de 12 etapas).
3. **Memoria mínima:** $65 \times 12 = 780$ bits de LUT, distribuibles en lógica sin consumir bloques BSRAM.

5.4. Filtro de lazo PI con *gear shifting*

El filtro de lazo es de tipo II (proporcional + integral), con ganancias implementadas como desplazamientos aritméticos para evitar multiplicadores adicionales. Se emplea una técnica de *gear shifting* [3] que utiliza ganancias diferentes durante la adquisición y el seguimiento:

Tabla 1: Ganancias del filtro de lazo (dual *gear shifting*).

Parámetro	Adquisición	Seguimiento	Razón
K_p	$2^{-8} \approx 1/256$	$2^{-3} \approx 1/8$	Fase: débil→fuerte
K_i	$2^{-7} \approx 1/128$	$2^{-12} \approx 1/4096$	Frecuencia: fuerte→congelado

Durante la **adquisición** (primeros 200 símbolos), el integrador de frecuencia (ω) domina con un K_i elevado, permitiendo que ω converja al offset de frecuencia real. K_p es débil para no «robar» error de fase al integrador.

Tras la **conmutación** a modo de seguimiento, K_i se reduce drásticamente (el integrador queda prácticamente congelado al valor adquirido), mientras que K_p se incrementa para corregir rápidamente el residuo de fase resultante de la cuantización entera de ω .

Las ecuaciones de actualización del NCO son:

$$\omega[n+1] = \omega[n] + K_i \cdot e[n] \quad (\text{solo si } |e[n]| > \text{DEAD_ZONE}) \quad (11)$$

$$\theta[n+1] = \theta[n] + \omega[n] + K_p \cdot e[n] \quad (\text{siempre activo tras } \textit{holdoff}) \quad (12)$$

Zona muerta. El integrador emplea una zona muerta ($|e| > 50$ LSBs) para evitar que el ruido de cuantización acumule una desviación sistemática en ω . La ruta proporcional opera *sin* zona muerta (los errores pequeños se truncan naturalmente a $K_p \cdot e = 0$).

Corrección de truncamiento asimétrico. El desplazamiento aritmético a la derecha ($>$) en Verilog redondea hacia $-\infty$, lo que introduce un sesgo negativo: $-69 \ggg 6 = -2$ pero $+69 \ggg 6 = +1$. Para evitar la deriva permanente del NCO, se implementa un truncamiento simétrico hacia cero:

$$\text{trunc}(x, s) = \begin{cases} x \ggg s & x \geq 0 \\ -((-x) \ggg s) & x < 0 \end{cases} \quad (13)$$

5.5. Detector de enganche

El detector de enganche calcula una media móvil exponencial (EMA) del valor absoluto del error de fase:

$$\bar{e}[n] = \bar{e}[n-1] + \frac{|e[n]| - \bar{e}[n-1]}{2^6} \quad (14)$$

Se declara enganche (`demod_lock = 1`) cuando $\bar{e} < 150$ y han transcurrido al menos 100 símbolos (*holdoff* para evitar falsos enganches durante el transitorio inicial).

6. Presupuesto de Recursos DSP

La Tabla 2 resume la asignación de multiplicadores DSP del subsistema RX. Todos operan a tasa de símbolo (6,75 MHz) excepto los del filtro acoplado y la compensación de ganancia, que operan a tasa de muestra (27 MHz).

Tabla 2: Multiplicadores DSP utilizados por el subsistema RX.

Módulo	Mults.	Tasa	Operación
Filtro RRC (I)	≤ 5	muestra	MAC FIR (33 taps, doblado)
Filtro RRC (Q)	≤ 5	muestra	MAC FIR
Compensación ganancia	2	muestra	$y \times 1443$
Interpolador Gardner	2	símbolo	$\mu \times \Delta x$
Error Gardner	2	símbolo	$(I_{\text{prev}} - I) \cdot I_{\text{mid}}$
Rotador Costas	4	símbolo	$I \cos, Q \sin$, etc.
Error Costas DD	2	símbolo	$I\hat{Q} - Q\hat{I}$
Total RX	≤ 22		

Dado que los multiplicadores de tasa de símbolo pueden compartirse temporalmente con los de tasa de muestra (mediante *time-division multiplexing*), el consumo efectivo se mantiene dentro de los 20 bloques DSP disponibles en la GW1NR-9.

7. Resultados de Verificación

7.1. Prueba funcional básica

La primera validación ejecuta la cadena completa TX→Canal→RX sin offset de frecuencia (escenario ideal). Con ruido AWGN ($M = 24$, $\text{SNR} \approx 20$ dB):

- Enganche alcanzado en el símbolo 205.
- Precisión post-enganche: 100 % (500/500 símbolos dentro de tolerancia ± 300 LSBs).
- Error máximo I/Q: 176/153 LSBs.
- NCO estable en 0x0000 (sin offset, no se requiere corrección).

7.2. Prueba de estrés con offset de frecuencia

Para validar que el lazo de Costas puede adquirir y seguir un offset de frecuencia real, se inyecta una rotación compleja a la salida del transmisor:

$$r_{\text{rot}}[n] = r_{\text{TX}}[n] \cdot e^{j 2\pi f_{\Delta} n / f_s} \quad (15)$$

con $f_{\Delta} = 5$ kHz, equivalente a una rotación de $\approx 0,27$ por símbolo.

Resultados de la prueba de estrés (AWGN $M = 24 + \text{CFO } 5$ kHz):

- Enganche alcanzado en el símbolo 326.
- Precisión post-enganche: 81 % (407/500), por encima del umbral mínimo del 80 %.
- ω (estimación de frecuencia del integrador): converge a -48 unidades NCO/símbolo, consistente con el valor teórico $\omega_{\text{ideal}} = f_{\Delta} \cdot \text{SPS} \cdot 2^{16} / f_s \approx -48,6$.
- NCO activo: la fase del NCO rota continuamente para compensar el offset inyectado.
- **Veredicto: Stress Test Passed: NCO active and correcting.**

La precisión del 81 % (frente al 100 % sin CFO) se debe a la cuantización entera de ω : el valor -48 difiere del ideal $-48,6$ en $\approx 1,2\%$, generando un pequeño residuo de fase oscilante que la ruta proporcional corrige de forma cíclica. Este efecto es inherente a un NCO de 16 bits y podría eliminarse aumentando la anchura del acumulador a 24–32 bits, como se realiza en implementaciones comerciales.

8. Conclusiones de la Fase 3

Se ha implementado y verificado el subsistema de recepción completo del módem 16-QAM G-DSP Engine. Los principales logros son:

1. **Filtro acoplado:** Reutilización del módulo RRC existente con compensación de ganancia calibrada.
2. **Gardner TED:** Recuperación de temporización NDA con interpolación lineal, optimizada para los recursos limitados de la Tang Nano 9K.
3. **Costas DD-PLL:** Recuperación de portadora adaptada a 16-QAM, con LUT de cuarto de onda, lazo PI con *gear shifting*, truncamiento simétrico y detector de enganche.
4. **Verificación:** Prueba funcional (100 % de precisión sin CFO) y prueba de estrés (81 % con 5 kHz de offset) superadas satisfactoriamente, demostrando que el NCO responde activamente para compensar la rotación inyectada.

Referencias

- [1] S. Haykin, *Communication Systems*, 5th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2014.
- [2] F. M. Gardner, “A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, no. 5, pp. 423–429, May 1986.
- [3] H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. New York: Wiley, 1997.