

# El sonido de “Space Invaders”

J. Arias (2026)

## 1 Introducción

El videojuego Space Invaders destacaba no sólo por ser posiblemente el primer videojuego en alcanzar una difusión masiva. También era una de las primeras aplicaciones “serias” del microprocesador Intel 8080, y mostraba el camino a seguir a los competidores. Sin embargo, algunas de sus características estaban claramente fuera de la “moda”, y entre ellas hay que mencionar la generación del sonido del juego, basado completamente en electrónica analógica. El control de la CPU se limitaba a poner en marcha tal o cual sonido activando los bits correspondientes de un puerto de control y eso era todo. El trabajo duro de la generación del sonido corría a cargo de una serie de circuitos con temporizadores, osciladores, limitadores de amplitud, y bloques similares, con un circuito específico por cada efecto sonoro. En sus esquemáticos tan sólo aparece un integrado especializado: el SN76477, un circuito diseñado para generar sonidos de sirenas y que en el juego se pone en marcha cuando aparece el OVNI en la pantalla, el resto incluye el clásico temporizador NE555, y sobre todo una miríada de operacionales Norton: el LM3900. Además se incluye un generador de ruido digital construido con un registro de desplazamiento y puertas XOR.

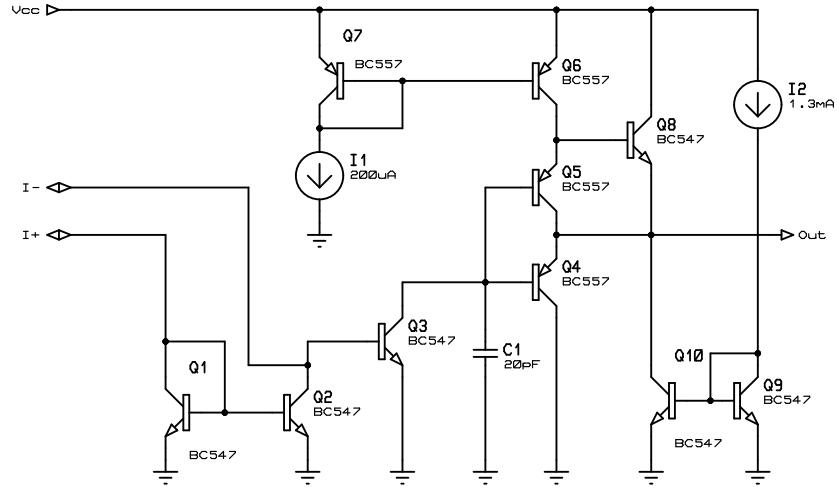
Los circuitos en cuestión son:

Sonido	Características	ICs
SAUCER	sirena	SN76477
MISSILE	silbido	LM3900
EXPLOSION	ruido	LM3900
SAUCER HIT	sirena	LM3900
INVADER HIT	sirena	LM3900
STEP	onda cuadrada	NE555
BONUS	onda cuadrada	NE555, AND

A continuación sigue el análisis, simulación, y recreación digital de estos circuitos.

### 1.1 El operacional Norton

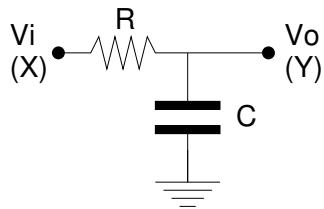
El integrado LM3900 incluye cuatro amplificadores del tipo operacional Norton. Estos amplificadores se caracterizan por tener una entrada en forma de corriente diferencial y salida de tipo tensión. Su esquema interno se ha reconstruido para las simulaciones Spice de acuerdo con la siguiente figura:



Las corrientes de entrada se restan en el espejo de corriente formado por Q1 y Q2 y la diferencia da lugar a la corriente de base de Q3, y a su vez a una tensión amplificada en la salida. El condensador C1 limita el ancho de banda a cambio de mejorar la estabilidad cuando este amplificador se realimenta. Aunque se han usado modelos de transistores discretos en lugar de los del integrado no esperamos unas características muy distintas de las reales dado que en los transistores bipolares la transconductancia depende únicamente de la corriente.

## 1.2 Filtros “RC” digitales

Vamos a tratar de diseñar el equivalente de un filtro RC en el dominio digital. Para ello comenzamos presentando el modelo analógico de tal filtro:



La función de transferencia de este filtro es:

$$H(s) = \frac{Y}{X} = \frac{1}{1 + RCs}$$

En la transformada de Laplace los productos por “s” equivalen a derivadas respecto del tiempo, mientras que para la transformada Z un producto por  $z^{-1}$  equivale a la muestra anterior. Podemos entonces poner:

$$sX \equiv \frac{dX}{dt} \approx \frac{x_i - x_{i-1}}{T} \equiv \frac{1}{T}(1 - z^{-1})X$$

Donde T es el tiempo entre muestras ( $T = 1/f_s$ ). De modo que sustituyendo “s” por  $\frac{1}{T}(1 - z^{-1})$  en la función de transferencia del filtro obtendremos un equivalente de tiempo discreto que vamos a poder implementar de forma digital. Este cambio se conoce como “Transformación de Euler<sup>1</sup>”, y aplicándola en la función de transferencia del filtro da:

$$H(z) = \frac{Y}{X} = \frac{1}{1 + \frac{RC}{T}(1 - z^{-1})}$$

<sup>1</sup>La transformación Bilineal,  $s \equiv \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ , es más precisa, pero menos clara para explicar

Y operando un poco queda:

$$(1 + \frac{RC}{T})Y - \frac{RC}{T}z^{-1}Y = X$$

Y si ahora tenemos en cuenta que el producto por  $z^{-1}$  equivale a un retardo de una muestra podemos escribir:

$$y_i = \frac{T}{T+RC}x_i + \frac{RC}{T+RC}y_{i-1} \quad (1)$$

Fijémonos además que el factor que multica a  $y_{i-1}$  suele tener un valor poco menor que 1, y que por lo tanto es conveniente escribirlo como:

$$\frac{RC}{T+RC} = 1 - \frac{T}{T+RC}$$

De modo que la ecuación (1) queda mejor escrita como:

$$y_i = y_{i-1} + \frac{T}{T+RC}(x_i - y_{i-1})$$

o:

$$y_i = y_{i-1} + a(x_i - y_{i-1}) \quad ; \quad a = \frac{T}{T+RC} \quad (2)$$

Ya tenemos la ecuación que necesitábamos para calcular el filtro, y tan sólo necesitamos ejecutar una suma, una resta, y una multiplicación por cada muestra a filtrar. Claro, que la multiplicación es un engorro, salvo para los casos particulares en los que podemos poner  $a = 2^{-n}$ , lo que reduce la multiplicación a un simple desplazamiento de bits. En estos casos obtenemos los siguientes anchos de banda para los filtros:

n	a	RC/T	$f_o/f_s$	$f_o @ f_s = 31.25 \text{ kHz}$
2	0.25	3	0.053	1.66 kHz
3	0.125	7	0.0227	710 Hz
4	0.0625	15	0.0106	331 Hz
5	0.03125	31	0.0051	160 Hz
6	0.015625	63	0.0025	79 Hz

Por descontado que vamos a aproximar las frecuencias de corte de los filtros por las de esta tabla, porque aunque el error pueda parecer notable lo que realmente importa en estos simples filtros RC es que estén dentro del mismo orden de magnitud.

Y estos filtros también tienen uso como generadores de envolventes de tipo exponencial. Basta con hacer  $x_i = 0$  y comenzar con un valor máximo en  $y_{i-1}$ , lo que nos da:

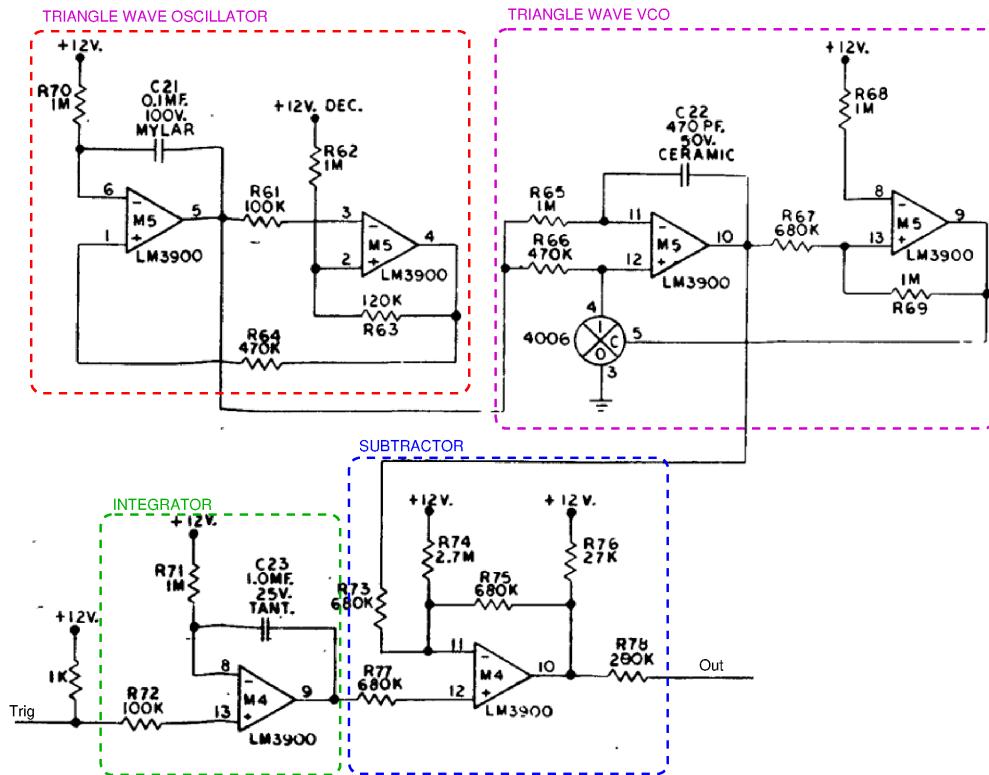
$$y_i = y_{i-1} - ay_{i-1}$$

En este caso cuando tenemos constantes de tiempo largas podemos recurrir a frecuencias de muestreo más bajas, ya que nada impide que la frecuencia de muestreo de la envolvente sea distinta de la del audio. Tan sólo falta un detalle: Puesto que al multiplicar  $y_{i-1}$  por  $2^{-n}$  estamos perdiendo  $n$  bits puede ocurrir que este producto sea cero cuando  $y_{i-1}$  todavía no lo es. Así que para forzar que la salida alcance el cero al valor que se resta se le añade uno siempre que  $y_{i-1}$  sea distinto de cero. Esto hace que el último tramo de la exponencial sea en realidad una rampa, pero se acaba llegando a un valor de cero.

Por último merece la pena destacar que si en la ecuación (2) tomamos la salida de  $(x_i - y_{i-1})$  en lugar de  $y_i$  vamos a tener un filtro del tipo pasa-alto.

## 2 Efectos de sonido

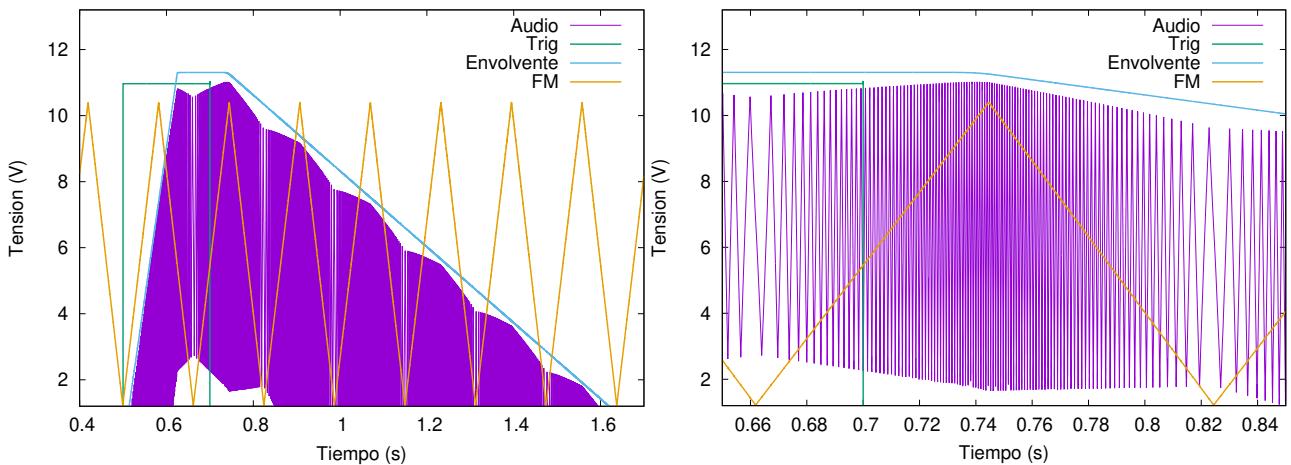
### 2.1 Saucer hit



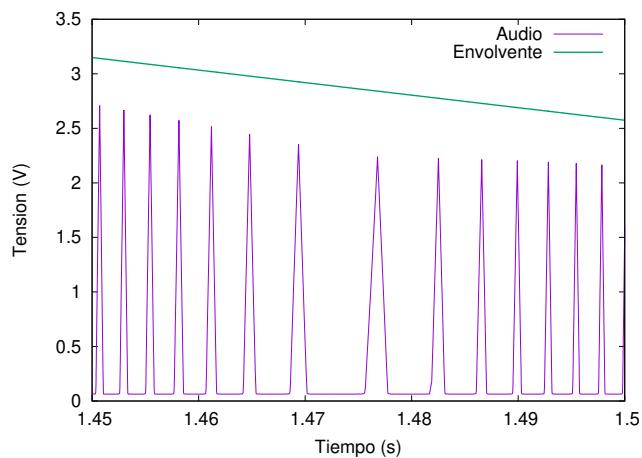
El efecto “Saucer Hit” tiene el esquemático de la figura anterior en el que hemos destacado algunos subcircuitos:

- Un oscilador de onda triangular, formado a su vez por un integrador (M5, pines 1,6,5) y un comparador con histéresis (M5, pines 2,3,4)
- Un Oscilador controlado por tensión, VCO, que consta de un integrador (M5, pines 12,11,10), un comparador con histéresis (M5, pines 13,8,9), y un interruptor CMOS (mal indicado como 4006 cuando es un 4016)
- Un integrador (M4, pines 13,8,9) para la generación de la envolvente.
- Un restador (amplificador diferencial) para aplicar la envolvente. Nótese que la envolvente no multiplica a la señal del VCO (modulación de amplitud), sino que esa señal se resta de la envolvente y la saturación del LM3900 recorta los picos negativos de la onda resultante.

A continuación se muestran los resultados de la simulación de este circuito.

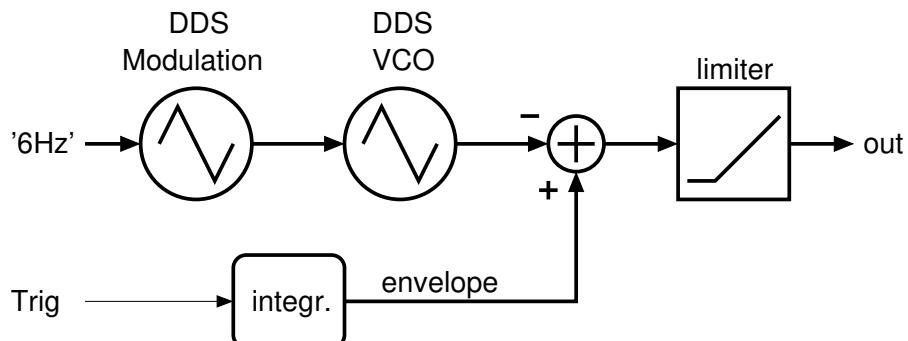


En la primera figura podemos observar la forma de la envolvente, que sube rápidamente al activar la entrada de control pero baja mucho más lentamente cuando se desactiva. También vemos la forma de onda de la modulación FM, que resulta ser una onda triangular simétrica. En el detalle de la derecha podemos ver el efecto que la modulación tiene en la frecuencia de la onda de audio final.



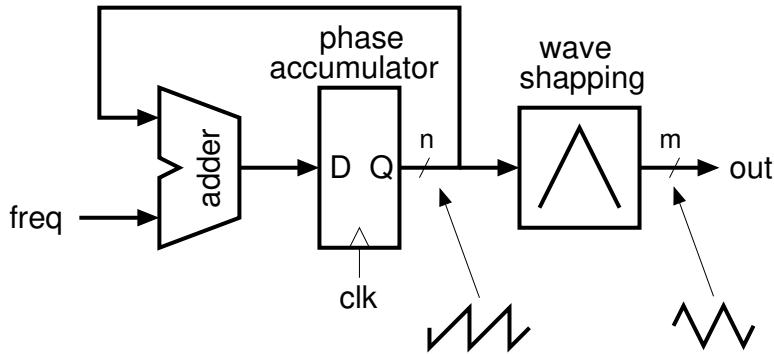
Pero cuando estamos en la rampa decreciente de la envolvente la salida se recorta puesto que no puede bajar de 0 voltios, tal como se muestra en la figura anterior. De esta manera la amplitud efectiva del sonido generado decrece, aunque también se crea una gran distorsión que da lugar a un timbre metálico al final del efecto sonoro.

La emulación digital de este efecto pasa por replicar cada uno de sus bloques, de acuerdo con el siguiente diagrama:



Aquí tenemos dos generadores DDS (Direct Digital Synthesis) conectados en cascada para generar la onda triangular modulada en frecuencia, un integrador con limitación superior e inferior para generar la envolvente, y sólo faltan el restador y un limitador que fuerza la salida en cero cuando el resultado de la resta es negativo. Los osciladores DDS tienen mucho en común con el integrador pues, tal como vemos en el siguiente diagrama,

lo que hacen es integrar la frecuencia de entrada en un registro en el que se “acumula” la fase de la onda. Con esto ya tenemos una onda de diente de sierra (la fase), pero si queremos una onda distinta necesitamos añadir una lógica adicional para convertir la fase en la señal de salida. En el caso de la onda triangular esta lógica es muy simple, ya que basta con invertir todos los bits de la fase si su bit más significativo es uno.



En la recreación la frecuencia de muestreo elegida es de 31.25 kHz (la misma del sincronismo horizontal del vídeo VGA), y los acumuladores para la fase tienen 15 bit. La frecuencia generada será por lo tanto:

$$f_{out} = \frac{freq}{2^n} * f_s = freq \times 0.954 \text{ (Hz)}$$

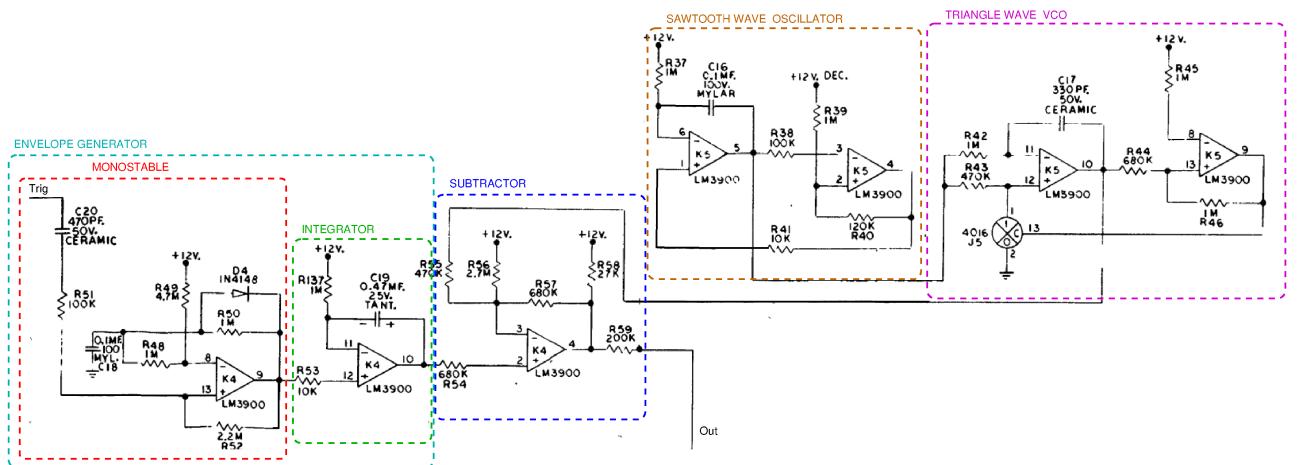
Las salidas de las DDS de onda triangular simétrica tienen 14 bits, pero en la parte menos significativa se eliminan algunos de ellos. En la primera DSS quedan sólo 10 bits, lo que limita la frecuencia que va a generar la segunda DSS a aproximadamente 1kHz, mientras que en la segunda DDS quedan 8 bits, los mismos que vamos a tener en el generador de envolvente.

El generador de envolvente consta de otro registro acumulador, tambien de 15 bits, al que se suma un valor 0x08 si 'Trig' vale 1 o un valor 0x7FFF (-1) si 'Trig' vale cero. El valor del acumulador no se cambia si se ha llegado a los límites (0x7FFF y Trig en 1 o 0x0000 y Trig en 0). Con este simple circuito reproducimos una envolvente casi idéntica a la original.

Para el limitador lo que hacemos es comprobar el acarreo de la resta. En el caso de tener llevada el resultado es negativo y en la salida se fuerza un valor de cero.

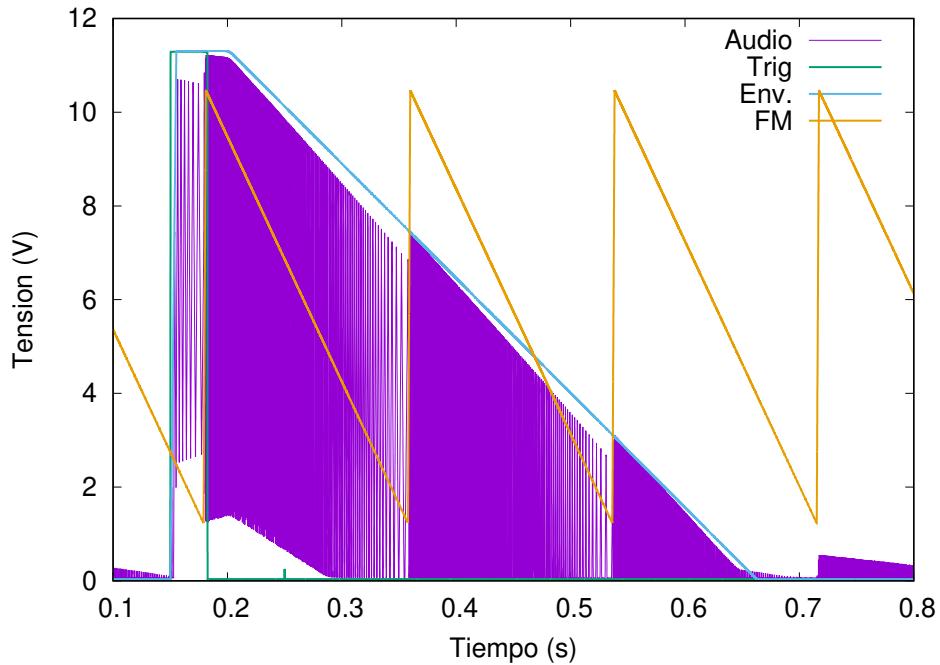
La versión digital del efecto “SAUCER hit” genera muestras de audio de 8 bits con un sonido similar al simulado para el circuito analógico, y ocupa unas 85 celdas lógicas en una FPGA del tipo ICE40.

## 2.2 Invader hit



Este efecto tiene un esquemático muy parecido al del “Saucer hit”, con la principal diferencia de incluir un monostable en la entrada de disparo. Este monoestable se activa con los flancos de subida de 'Trig' y mantiene la salida en alto un tiempo constante. El resto del esquemático es idéntico, si bien los valores de las resistencias

y condensadores han cambiado lo que sin duda va a modificar las formas de onda generadas. Los resultados de la simulación son los siguientes:



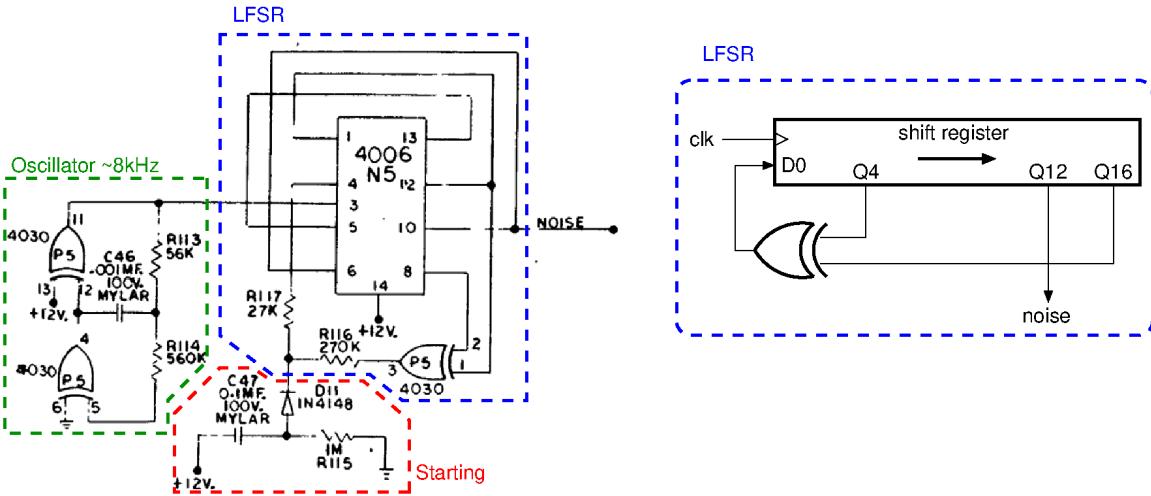
Tenemos que destacar los siguientes cambios respecto del audio “Saucer Hit”:

- La modulación FM sigue siendo una onda triangular, pero tan asimétrica que se la puede considerar un diente de sierra descendente.
- La envolvente sube de forma inmediata tras el flanco de 'Trig', se mantiene durante unos 50ms, y luego baja linealmente durante unos 0.5s

La recreación digital también incluye algunos cambios respecto del circuito de “Saucer Hit”:

- Hay una detección de flancos de subida en 'Trig'. Esos flancos arrancan un contador que genera la parte plana de la envolvente (monostable).
- Un segundo contador permanece con su valor máximo durante el pulso del monoestable y descuenta hasta llegar a cero tras el pulso. El valor de este contador es la forma de onda de la envolvente.
- La primera DDS no necesita un bloque “wave shaping” pues la fase ya es un diente de sierra. Sin embargo para que la rampa sea descendente se suma a la fase una “frecuencia negativa”, o visto alternativamente: se resta la frecuencia de la fase en lugar de sumarse.

## 2.3 Noise



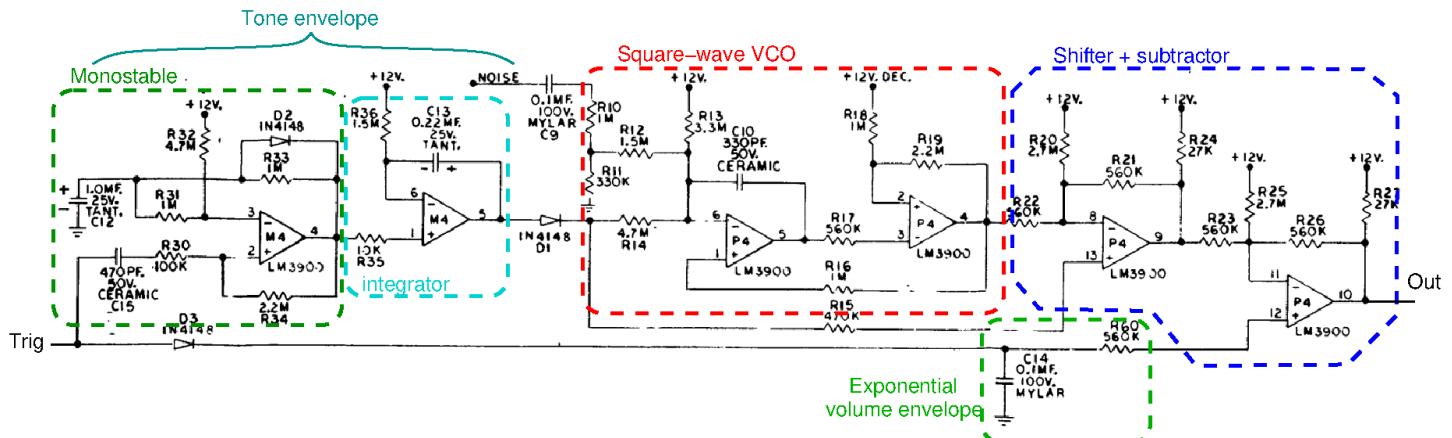
Este circuito genera una señal binaria pseudoaleatoria, PRBS, que se va a utilizar en dos de los efectos sonoros: “Explosion” y “Missile”. El circuito consta de tres partes:

- Un oscilador RC con una frecuencia aproximada de 8kHz
- Un registro LFSR de 17 bits que se muestra redibujado de forma más clara en la derecha. Este es un registro de desplazamiento realimentado con la función OR exclusiva de dos de sus salidas.
- Un circuito de “arranque”, que fuerza una secuencia de unos en la entrada de realimentación del LFSR al aplicar la alimentación y luego se desconecta (una vez que se ha cargado C47) Esto se hace para garantizar que el registro no se va a bloquear con todos sus bits en cero.

En la reconstrucción este circuito va a estar casi de forma literal, salvo que su señal de reloj proviene de la frecuencia de muestreo de 31.5kHz dividida por 4, y que el circuito de arranque no se necesita por comenzar el registro en un estado inicial conocido.

Nota: Un registro LFSR de 15 bits es igual de efectivo. Parece que el tamaño del registro empleado tiene que ver más con la disponibilidad de las salidas en los pines del integrado CD4006 que con el periodo de repetición de la secuencia.

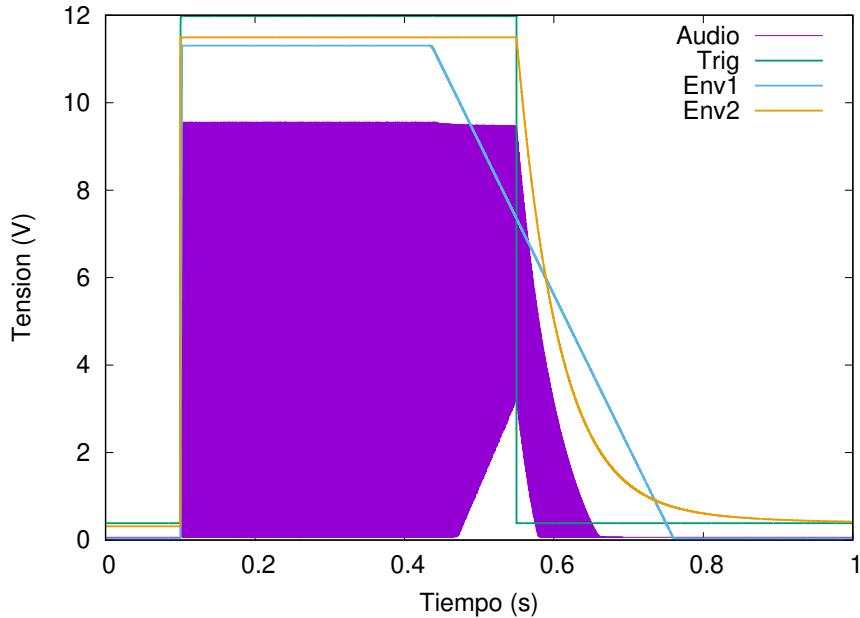
## 2.4 Missile



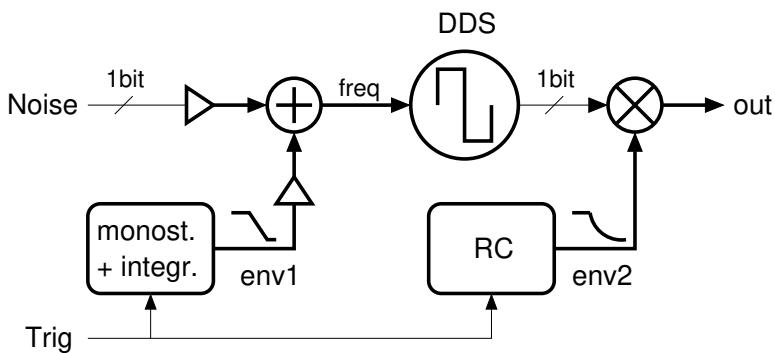
El sonido del disparo, también llamado “Misil”, es uno de los efectos más elaborados, tal como podemos comprobar en el esquemático anterior. Este bloque hace uso de la señal del generador de ruido, convenientemente

atenuada, para modular la frecuencia de un oscilador. Frecuencia que también depende de una envolvente generada mediante un monoestable y un integrador. Con esto lo que se pretende es simular el “efecto Doppler” en el disparo del misil, disminuyendo la frecuencia mientras el misil coge velocidad y se aleja.

Pero esta no es la única envolvente, ya que simultáneamente se genera otra mediante la descarga del condensador C14 a través de R60, lo que se traduce en una exponencial decreciente.

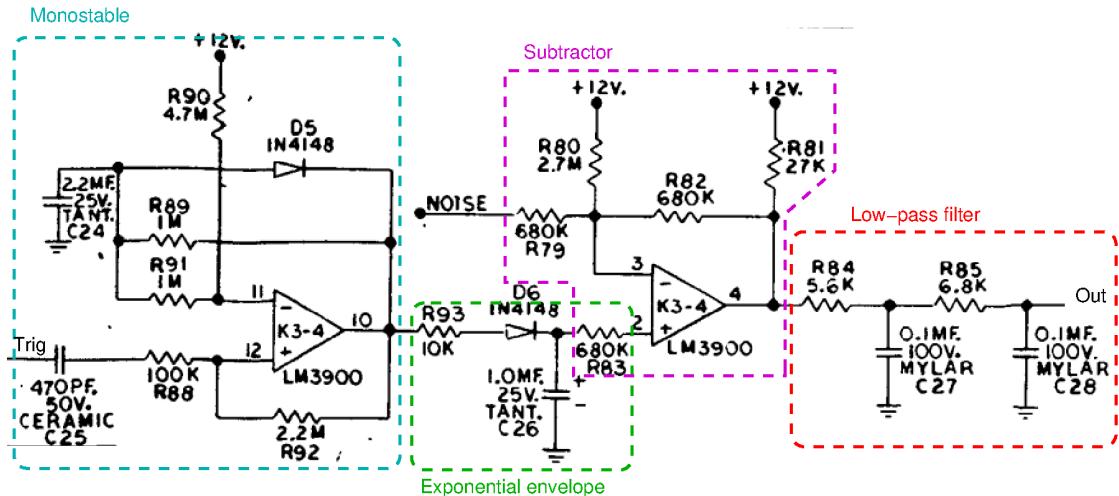


En la figura anterior se muestra el resultado de una simulación, en la que podemos ver que la primera envolvente se mantiene unos 300ms en alto antes de una rampa de bajada de aproximadamente otros 300ms, mientras que la segunda envolvente es una exponencial que se extingue en poco más de 200ms. Por otra parte la frecuencia generada está alrededor de 1.6kHz.

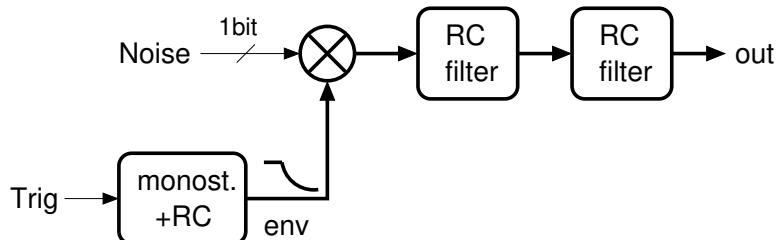


La reconstrucción digital de este efecto ha resultado ser más simple de lo que parecía y su diagrama de bloques se muestra en la figura anterior. En primer lugar hay que generar las envolventes, que requieren unos simples contadores para la primera, y un filtro RC como los que se describían en el apartado 1.2 para la segunda. La suma de la primera envolvente junto con el ruido PRBS, ambos convenientemente escalados, se añade a una referencia de frecuencia de 1.6kHz y se presenta a la entrada de una DDS. Esta DDS genera una onda cuadrada y por lo tanto tampoco necesita de un bloque “wave shaping” porque la salida es simplemente el bit MSB de su registro de fase. Esta onda se multiplica por la segunda envolvente, pero multiplicar por un valor de 1 bit es muy fácil, ya que la salida es la propia envolvente cuando la onda de la DDS está en alto, o cero si está en bajo (función AND).

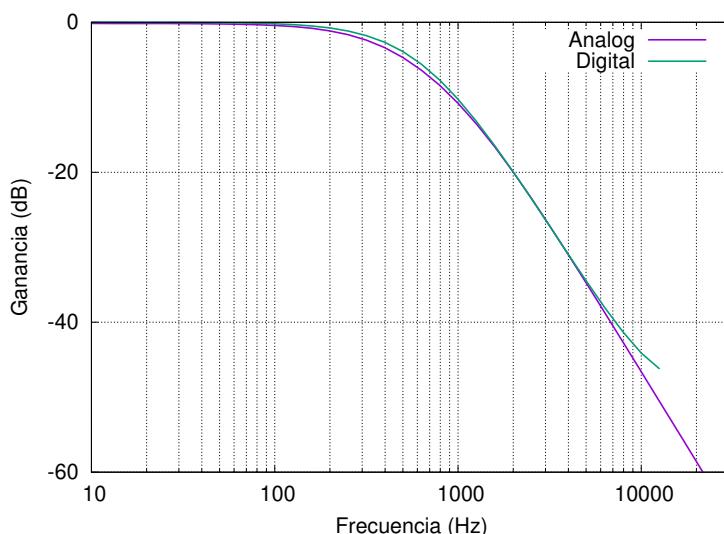
## 2.5 Explosion



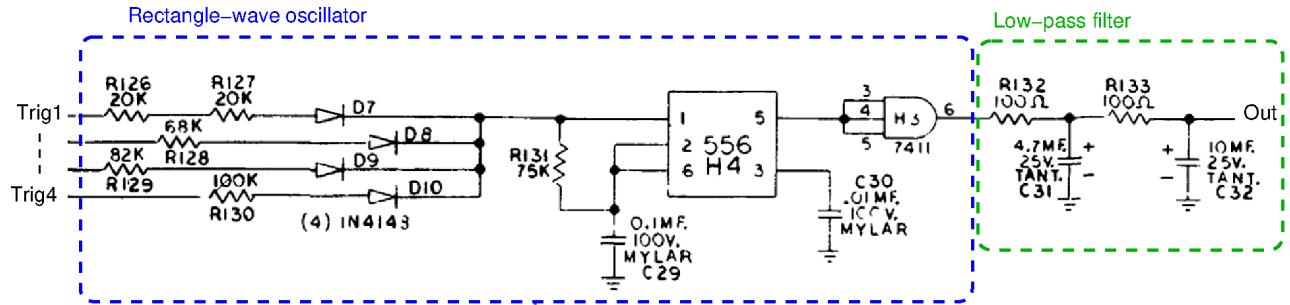
Este es el efecto que oiremos cuando algún invasor nos dé de lleno. Básicamente consta de una envolvente con un monostable que está activo durante unos 700ms seguido de un filtro RC asimétrico, con un producto RC de 10ms cuando sube la tensión y de 700ms cuando baja, de modo que a efectos prácticos podemos suponer que la envolvente sube de forma instantánea al activar 'Trig'. A esta envolvente se le resta el ruido en toda su amplitud, lo que resulta en la misma señal de ruido pero con una amplitud igual a la envolvente (lo que en el fondo es lo mismo que una multiplicación del ruido por la envolvente). Finalmente tenemos un filtro pasa-bajos de segundo orden que da al ruido de salida un tono grave.



En la recreación digital se genera la envolvente con un contador, que hace las veces del monostable, y un filtro RC digital. Esta señal se multiplica por el ruido PRBS y finalmente pasa por dos etapas de filtrado RC en las que usamos unas constantes de tiempo de  $RC_1 = 7T$  y  $RC_2 = 7T$ . En el siguiente diagrama de Bode se muestra la respuesta en frecuencia del filtro original junto con la de la versión digital, y como podemos observar las curvas son muy similares. (Hay que destacar que la salida del circuito tiene como carga una resistencia de  $2k\Omega$  que hace que el filtro tenga un ancho de banda notablemente mayor que lo que se obtendría del esquemático mostrado en la figura)



## 2.6 Step



Este sonido se reproduce cuando la formación de invasores avanza, y tiene cuatro tonos posibles. El circuito está construido con medio NE556 (dos NE555 en un sólo chip) en configuración de oscilador astable. Mientras las 4 entradas 'Trig' están en cero la salida se mantiene en alto, pero si alguna de ellas está en alto el circuito comienza a oscilar. El semiciclo con la salida en bajo tiene siempre la misma duración:

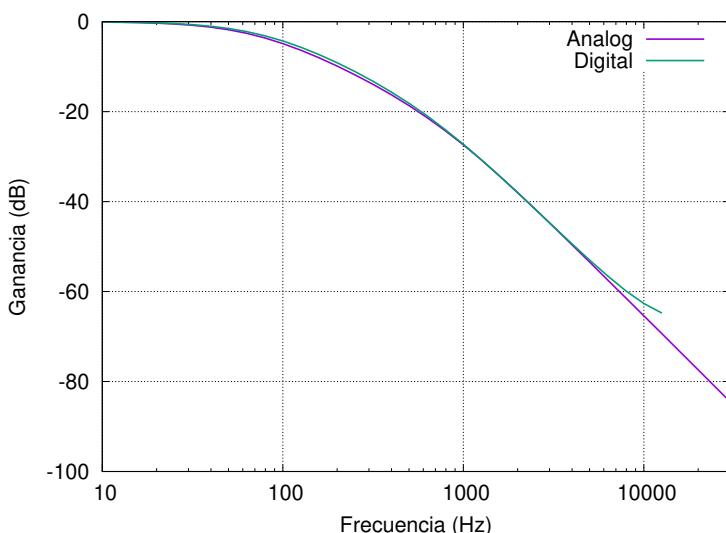
$$T_L = R_{131}C_{29} * \ln(2) = 5.2ms$$

Mientras el tiempo en alto depende de la entrada que esté activa, y es:

$$T_H = (R_{131} + R_{in})C_{29} \ln(2)$$

Entrada activa	Tiempo en alto (ms)
Trig1	8
Trig2	10
Trig3	11
Trig4	12

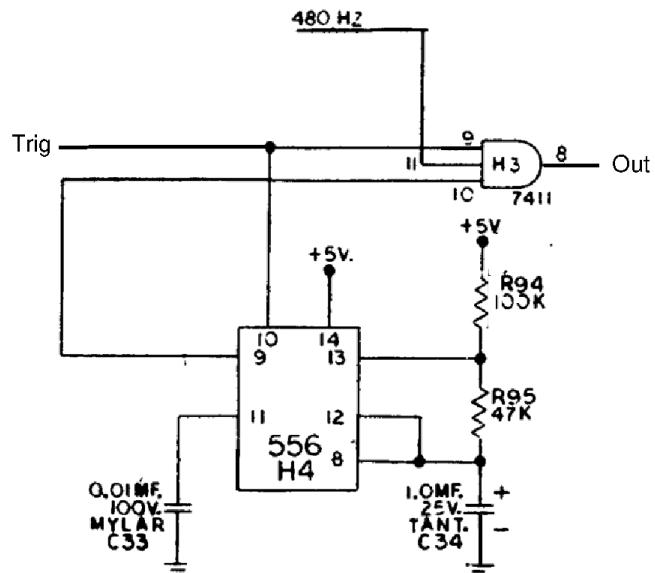
En la salida hay un filtro RC de segundo orden con una frecuencia de corte de unos 230Hz (en realidad el segundo filtro RC supone una carga importante para el primero y esto hace que las frecuencias de los dos polos se separen, algo que seguramente no tuvieron en cuenta los diseñadores) En cualquier caso su respuesta en frecuencia se muestra en la siguiente gráfica junto con la respuesta de su equivalente digital ( $RC_1 = 7T$  ,  $RC_2 = 63T$ ), donde vemos que conseguimos una réplica casi perfecta:



Lo cierto es que estos filtros atenúan mucho los armónicos de la onda rectangular y ello obliga a proporcionar a esta señal de audio una ganancia mucho mayor que al resto de los sonidos en la etapa de mezclado para hacerla audible.

## 2.7 Bonus

También conocido popularmente como “vida extra”, este sonido se reproduce al alcanzar una cierta puntuación en el juego a base de masacrar invasores. Su generación es muy simple, ya que no es más que la función AND de ‘Trig’, una onda cuadrada de 480Hz ya disponible en la placa, y una onda rectangular de unos 10Hz generada por la segunda mitad del NE556 en configuración de oscilador astable. (Nótese que cuando ‘Trig’ está en cero el 556 está resetado y no oscila)



## 2.8 UFO

(por hacer)