

UNIVERSIDAD DE SEVILLA
ESCUELA SUPERIOR DE INGENIEROS
INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

**DISEÑO Y REALIZACIÓN
OPTOELECTRÓNICA
DE UN SISTEMA CATV
SOBRE FIBRA ÓPTICA.**

Autor: Emilio Pérez Mayuet

Tutor: Carlos Janer Jiménez

**A mis padres,
que siempre me han animado
y han sufrido la carrera
casi tanto como yo.
En especial a mi hermana Noelia,
que en tantas ocasiones
me sirve de referencia.
A Bea, que tanta paciencia
tiene a veces conmigo.
Y, por supuesto, a mis amigos,
que no sé qué haría sin ellos.**

ÍNDICE

1.INTRODUCCIÓN

2.DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

2.1. Descripción general

2.1.1. Emisor

2.1.2. Receptor

2.2. Descripción por bloques del emisor

2.2.1. Bloque de Restauración de Continua

2.2.2. Bloque Modulador de Audio

2.2.3. Bloque Sumador

2.2.4. Bloque Modulador de Vídeo

2.2.5. Bloque Driver de Emisión.

2.3. Descripción por bloques del receptor

2.3.1. Bloque de Recepción

2.3.2. Bloque Demodulador de Vídeo

2.3.3. Bloque Amplificador de Vídeo

2.3.4. Bloque Demodulador de Audio

2.3.5. Bloque Amplificador de Audio

3.IMPLEMENTACIÓN FÍSICA

3.1. Diseño de los PCB

3.1.1. Bloques prototipo

3.1.2. Placas definitivas

3.2. Consideraciones sobre EMI

3.3. Alimentación y encapsulado de las placas definitivas

3.4. Fotos de las placas

3.4.1. Emisor

3.4.2. Receptor

3.5. Ajuste de las placas definitivas

3.5.1. Elementos ajustables

3.5.2. Ajuste

4. MEDIDAS EXPERIMENTALES

4.1. Medidas Temporales

4.2. Medidas Espectrales

5.PRESUPUESTO

5.1. Emisor

5.2. Receptor

6.CONCLUSIONES

7. APÉNDICE DE VÍDEO COMPUESTO

7.1. Introducción al Sistema PAL

7.2. Sincronismo

7.2.1. Horizontal

7.2.2. Vertical

7.2.3. Impulsos de igualación

7.3. Corrección de Gamma

7.4. Luminancia y Crominancia

7.4.1. Señales RGB

7.4.2. Señales diferencia de color

7.4.3. Compatibilidad

7.4.4. Razón de eliminar (G-Y) en la transmisión

7.5. Modulación en cuadratura para la señal de crominancia

7.5.1. Demodulación síncrona en cuadratura

7.6. Vídeo Compuesto

7.6.1. Escala de amplitudes para la señal de vídeo

7.7. Ancho de banda de la señal de crominancia

7.7.1. Retardo introducido en el canal de crominancia

7.8. Características espectrales de la señal de vídeo

7.8.1. Espectro de la señal de luminancia

7.8.2. Espectro de la señal de crominancia

7.8.3. Imbricación de espectros

7.8.4. Experimento de König

7.9. Salva para sincronizar al oscilador de subportadora

7.10. Aplicación al sistema PAL

7.10.1. Señales diferencia de color utilizadas en el sistema PAL

7.10.2. Elección de la frecuencia subportadora

7.10.3. Espectro de la señal PAL

7.11. Separación de luminancia y crominancia

7.11.1. Filtro peine

7.11.2. Filtro muesca

8. APÉNDICE SOBRE EL ESQUEMA ÓPTICO DEL SISTEMA

8.1. Emisor

8.2. Fibra óptica

8.3. Receptor

9. HOJAS DE CATÁLOGO

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años la televisión ha experimentado un impresionante progreso. Con el avance de la electrónica se ha permitido un gran abaratamiento de los receptores y una mayor calidad de recepción, teniendo como consecuencia una total penetración de la televisión en los hogares. Más recientemente, la introducción de la televisión vía satélite y el aumento de canales terrenos a los que tenemos acceso han potenciado todavía más este medio de comunicación hasta hacerlo prácticamente imprescindible en nuestra vida diaria.

Todo sistema de TV consta de tres partes básicas:

- Transmisor.
- Enlace entre emisor y receptor.
- Receptor.

El transmisor debe estar situado en un lugar favorable para la radiación óptima de las señales de TV por la antena transmisora, en todas las direcciones o en las que nos interesen. La señal puede transportarse desde los estudios de grabación hasta el emisor mediante radioenlaces o por cable.

Las señales, tras ser sometidas a diferentes procesos en el transmisor (modulación, mezclado, ...), son radiadas bien hacia el satélite, para que éste las reenvíe sobre la zona apropiada, bien hacia un área geográfica de cobertura determinada o bien a través de cable hasta los receptores.

El receptor es el encargado de captar las señales que se propagan por el espacio o por el cable. Una determinada instalación distribuirá las señales de televisión a los receptores de los diversos usuarios, cerrando así la cadena transmisión-recepción.

En un principio y con la llegada de la TV, cada usuario disponía de su propia antena en el tejado, es decir, disponía de los elementos necesarios para hacer llegar la señal de TV

a su vivienda, independientemente de los demás inquilinos del inmueble, constituyendo lo que podríamos llamar una instalación individual.

Pero con la aparición de la 2ª cadena de TVE, que obligaba al uso de una segunda antena para su recepción, y fundamentalmente por la masiva introducción de la TV en los hogares, los tejados de los edificios se fueron poblando hasta constituir verdaderos bosques de antenas. Todo ello presentaba graves problemas de seguridad, de estética y de interferencias entre antenas.

Con el paso de los años se han ido introduciendo nuevas complicaciones. La TV es en color, y se requieren mayores niveles de calidad. El usuario ya dispone de varios televisores, por lo que es necesario instalar una segunda toma en la vivienda. Asimismo, el aumento del número de emisores de los cuales se pueden recibir las señales hace necesario la utilización de varias antenas orientadas en distintas direcciones y de dispositivos preamplificadores o atenuadores para adaptar las diferentes potencias al receptor. El aumento del número de canales recibidos y la aparición de la TV vía satélite han venido a aumentar las dificultades existentes.

En las cinco décadas de vida de la TV, las industrias de la televisión por cable han experimentado importantes cambios tecnológicos que han dado lugar a una enorme expansión de su volumen de negocios, Desde sus más remotas instalaciones, con 3 ó 5 canales y amplificadores de válvulas de vacío, se ha pasado a distribuir hasta 78 canales de televisión, con sofisticados amplificadores controlados automáticamente y permanentemente monitorizados.

En España, los orígenes de la TV por cable se deben a la aparición de vídeos comunitarios en los que se distribuían películas de vídeo-club a través de la instalación de la antena colectiva de un edificio, por supuesto de forma ilegal. Pero las redes de CATV propiamente dichas no aparecieron en nuestro país hasta finales de los 80. Estos sistemas recogían varios canales, la mayoría procedentes de satélites, e incluso alguno de producción propia. Estas instituciones han estado operando sin marco legal establecido hasta Diciembre

de 1995, fecha en que apareció la Ley de las Telecomunicaciones por Cable. Esta nueva Ley contempla las redes de TV por cable como una infraestructura apta para la integración de diversos servicios y como vía de acceso a las autopistas de la información.

La televisión por cable (CATV) es un sistema de teledistribución de señales de TV, radio, vídeo bajo demanda, vídeo a la carta, servicios multimedia interactivos, etc., en urbanizaciones, pueblos y ciudades. El portador de estas señales puede ser el cable, la fibra óptica (FO) e incluso las ondas hertzianas en los sistemas de distribución punto-multipunto. La característica fundamental de los sistemas de CATV es la alta calidad de las señales entregadas al usuario. El sistema captador de señales es único para toda la red y está realizado con equipamiento profesional. Asimismo, la red de distribución de la señal desde el sistema de captación hasta la toma de usuario se realiza siguiendo el criterio de proporcionar la máxima calidad, lo cual implica la necesidad de realizar un proyecto detallado de la configuración de la red. Además de los canales de radio y TV terrestre y por satélite, el sistema permite incorporar programas generados localmente.

Los sistemas de TV por cable tienen la capacidad de incorporar un canal de retorno, dotando al sistema de una característica fundamental: la bidireccionalidad (interactividad), que permite que el usuario no sólo sea capaz de recibir señales sino que pueda también enviar información hacia la cabecera de red.

La incorporación del canal de retorno está convirtiendo al sistema tradicional de teledistribución en un sistema de distribución de telecomunicaciones, ya que posibilita la integración en la red de una gama de servicios muy atractivos: Telefonía, Cámaras de vigilancia, Alarmas (fuego, robo, etc.) en cada vivienda, Telemedidas y Telecontrol (agua, energía eléctrica, temperatura, etc.), Pago por visión (Pay per view), y en general cualquier tipo de dato que pueda ser soportado por la red.

Las redes de CATV utilizan la banda de frecuencias comprendida entre 5 y 862 MHz. (5-55/65 MHz para el canal de retorno y 86-862 MHz para el canal principal),

proporcionando la posibilidad de distribución de un gran número de canales. La impedancia característica de estos sistemas es de 75 Ohmios.

El cálculo de la red se realiza bajo la premisa de que el número de canales a distribuir es muy elevado (40 o 60 canales), aunque inicialmente no sea así. De esta manera, una posterior ampliación del número de canales no repercutirá en la red de distribución, sino solamente en la generación de los mismos.

Un concepto importante que aparece en los sistemas de cable es la necesidad del mantenimiento de la red. Si bien los equipos utilizados tienen características profesionales, es necesaria una labor de mantenimiento no solo para comprobar la existencia de posibles anomalías en los equipos, sino para verificar que la red sigue proporcionando los parámetros de calidad exigidos.

Otro aspecto importante es que los equipos que forman las líneas troncales y de distribución de las redes de CATV están especialmente diseñados para trabajar en condiciones ambientales hostiles, y por lo tanto han de estar protegidos contra grandes variaciones de temperatura, humedad, etc. Los equipos de red van alojados en cofres completamente estancos y con tratamiento anticorrosión.

En general se puede hablar de tres partes diferenciadas en una red CATV: cabecera, línea troncal y línea de distribución.

La cabecera es el lugar donde se reciben, procesan y estructuran todas las señales a distribuir. La señal de banda ancha de un sistema CATV consta de múltiples canales de televisión y de otros servicios originados en la estación cabecera de red. Cada una de las señales recibidas en la cabecera requieren una preparación diferente antes de ser introducidas en el sistema.

Los equipos fundamentales que componen la estación cabecera de un sistema CATV son:

- Procesadores de señal.
- Demoduladores/Moduladores.
- Codificadores.
- Equipos para microondas.
- Decodificadores para señales vía satélite.
- Combinadores o redes combinadoras.
- Preamplificadores de bajo ruido para microondas y satélite.
- Amplificadores conversores para señales de satélite.
- Equipos para el tratamiento de las señales de FM.

La línea troncal es la encargada de transportar la señal desde la cabecera hasta la línea de distribución, normalmente bastante alejada de aquella. Si bien las líneas troncales pueden ser coaxiales o por fibra óptica, en el Reglamento Técnico y de Prestación del Servicio de Telecomunicaciones por Cable (Real Decreto 2066/1996) se contempla que "En la red troncal deberá utilizarse como medio conductor la fibra óptica".

La red troncal coaxial ha sido la más utilizada hasta la actualidad. Utiliza amplificadores troncales, (el menor número posible), generalmente de gran nivel de salida y baja ganancia, colocados en cascada entre tramos de cable coaxial para compensar las pérdidas de éste, de forma que el balance final de ganancias y pérdidas sea cero. Es muy importante tener en cuenta que existe una limitación a la distancia máxima que se puede cubrir con la línea troncal, ya que existe un número máximo de amplificadores en cascada que se pueden colocar, debido al ruido que introduce cada amplificador y al nivel de calidad mínimo exigido a la entrada de la línea de distribución.

En los últimos años, con la introducción de redes de distribución de señales de televisión mediante cable coaxial, se ha encontrado la necesidad de distribuir un número muy elevado de canales de televisión y de cubrir grandes distancias para después

distribuirlos y hacerlos llegar a los hogares. En una red troncal coaxial de unos pocos kilómetros tendríamos que usar gran cantidad de amplificadores con los problemas que ello entrañaría. Hoy la fibra óptica permite cubrir grandes distancias (>20 Km.) para transportar las señales generadas en la cabecera y llevarlas hasta la red de distribución, que también podría ser de fibra óptica dependiendo de la complejidad de la red. La tendencia actual nos lleva a considerar las redes híbridas fibra óptica-coaxial (HFC) como las redes que permiten llevar hasta los hogares de la mayoría de poblaciones de grande y mediano tamaño un amplísimo abanico de servicios y aplicaciones de telecomunicaciones

Las ventajas de la fibra óptica sobre el cable coaxial son:

- Bajas pérdidas en la fibra: 0.4 dB/Km. para una longitud de onda de 1310 nm y 0.25 dB/Km. para la longitud de onda de 1550 nm.

- Pérdidas independientes de la frecuencia de la señal transportada: esto significa que no habrá que introducir ecualizaciones para equilibrar amplitudes entre canales al final de la red troncal.

- Obras civiles de menor costo ya que solamente se instalará cable. No harán falta, por ejemplo, los amplificadores que necesitaríamos en la red coaxial.

- Inmunidad a las interferencias radioeléctricas ya que lo que se transmite es luz y no una señal de radiofrecuencia.

- Estabilidad con la temperatura: sólo en situaciones de muy bajas temperaturas la fibra aumenta su atenuación, frente al cable coaxial que se ve mucho más afectado frente a cambios de temperatura.

El principal inconveniente de la fibra es que los componentes necesarios para transmitir y recibir datos son muy caros, por ello ésta no puede ser llevada hasta los hogares de los abonados. Como solución intermedia se ha optado por la arquitectura Fiber To The Neighborhood (FTTN). En esta arquitectura se sustituye el cable coaxial por la fibra óptica en la red troncal, manteniéndose en la de distribución.

Por último, la línea de distribución es la encargada de suministrar las señales desde la línea troncal hasta el punto de terminación de la red (PTR). El PTR puede ser, según el caso, bien la toma de usuario o bien el punto de conexión de la red privada de usuario (red de distribución para una vivienda individual, red de distribución para colectivas (SMATV) o incluso una red de teledistribución privada (SCATV)). Generalmente se realiza con cable coaxial pero puede realizarse con FO o bien con una combinación de ambas tecnologías, en función de la distancia que sea necesario cubrir.

En el sistema que se propone en este Proyecto Fin de Carrera, se utiliza un solo canal de televisión a 28 MHz. Partiendo de este sistema resulta sencillo implementar un sistema con multiplexación de varios canales de televisión, basándose en la repetición sistemática para cada canal de varios de los bloques del primer sistema.

En el aspecto óptico cabe destacar que la transmisión se realiza en la primera ventana (820nm) y con una fibra multimodo, debido a aspectos económicos, ya que se usa un diodo LED para la transmisión, en lugar del LASER utilizado en los sistemas CATV comerciales.

2. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

2.1. Descripción general.

2.1.1. Emisor.

En la figura 2.1 se presenta el esquema del circuito emisor:

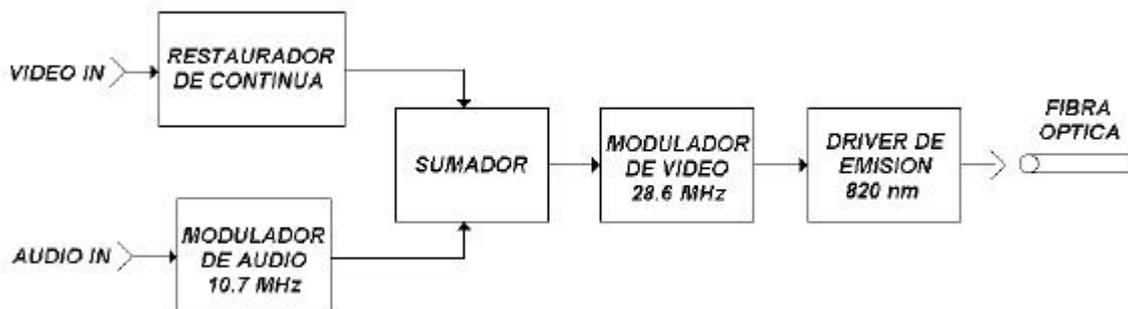


Figura 2.1

El primer bloque que nos encontramos en el camino de la señal de vídeo es el restaurador de nivel de continua o dc sync clamp. La señal de vídeo a la salida de la videocámara tiene valor medio cero. Según se ve en el apéndice de vídeo compuesto, la tensión máxima de dicha señal variará en cada línea según la imagen que se esté captando. De esta forma, tendremos una señal que variará desde un valor negativo variable a otro positivo también variable, en torno al nivel cero de tensión. Esto plantea dos problemas: el primero reside en que los pulsos de sincronismo se encontrarán en diferente posición en

cada línea, según sea la información de vídeo de cada una y, además, los niveles de luminancia de la señal de vídeo no estarán referidos al mismo valor en cada línea, con lo que se producirían fluctuaciones en el brillo de la imagen. Este problema no afecta directamente a nuestro sistema, ya que los receptores de televisión llevan incorporado un circuito de recuperación del nivel de continua que soluciona este problema.

Por el contrario, el segundo problema sí le afecta, y es el hecho de que la señal alcance tensiones negativas, ya que esta señal de vídeo atacará al VCO principal (28.6 Mhz) y no tendría sentido que lo hiciera con valores negativos de tensión.

Es necesario entonces restaurar el nivel de continua de la señal de vídeo añadiendo un nivel de DC distinto para cada línea. La forma de hacerlo es muestrear en cada línea en un punto común a todas, como es el back porch (véase 7.2.1., pág. 84). De este modo, el circuito añadirá el nivel de DC necesario para que los impulsos de sincronismo horizontal de todas las líneas de la señal de vídeo se encuentren al mismo nivel de tensión y que éste sea mayor que cero, con lo que queda solucionado el problema de atacar al VCO. A la salida de este primer bloque tendremos, por tanto, una señal de vídeo compuesto en banda base con todos los impulsos de sincronismo al mismo nivel de tensión y éste mayor que cero.

Por otro lado, tenemos la señal de audio en banda base. Esta señal se modula en frecuencia sobre una portadora de 10.7 Mhz. Para ello se usa el bloque modulador de audio, cuyo elemento principal es un VCO sintonizado a dicha frecuencia. A la salida de dicho bloque tendremos, de este modo, una señal FM a 10.7 Mhz, con una desviación de frecuencia, una frecuencia de portadora y un nivel de la misma ajustables.

En el esquema de la nota de aplicación de Philips AN1434 (véase capítulo 9), se propone la adición de un bloque compansor antes del bloque Modulador de Audio. La misión de este bloque es comprimir el rango dinámico de la señal de audio, de forma que así se disminuye el índice de modulación de la señal FM. Este bloque no se ha añadido en este proyecto debido a la imposibilidad de encontrar el integrado SA575 de Philips que realiza dicha función.

Esta señal de audio a 10.7 Mhz se suma con la señal de vídeo en banda base en el siguiente bloque del emisor, el sumador, realizándose además una amplificación regulable por un potenciómetro de la señal resultante. Esta señal pasa al siguiente bloque: el modulador de vídeo. En este bloque se realiza una modulación de FM haciendo uso de un VCO sintonizado a 28.6 Mhz, frecuencia ésta a la que se transmitirá finalmente la señal por la fibra óptica. En este bloque se podrán realizar pequeños ajustes en la frecuencia de la portadora, así como un ajuste de la amplitud de la señal.

El último bloque del emisor es el driver de emisión. Este bloque consta de una serie de puertas lógicas que convertirán la señal de FM resultante del VCO en una señal FM de la misma frecuencia pero en vez de utilizar una onda senoidal se utiliza una onda cuadrada con niveles de tensión TTL. Se pasa así de una señal senoidal a una señal cuadrada. Dicha señal cuadrada atacará a un diodo LED que inyectará luz infrarroja en la fibra óptica (véase capítulo 8).

2.1.2. Receptor.

En la figura 2.2 puede observarse el diagrama de bloques del circuito receptor:

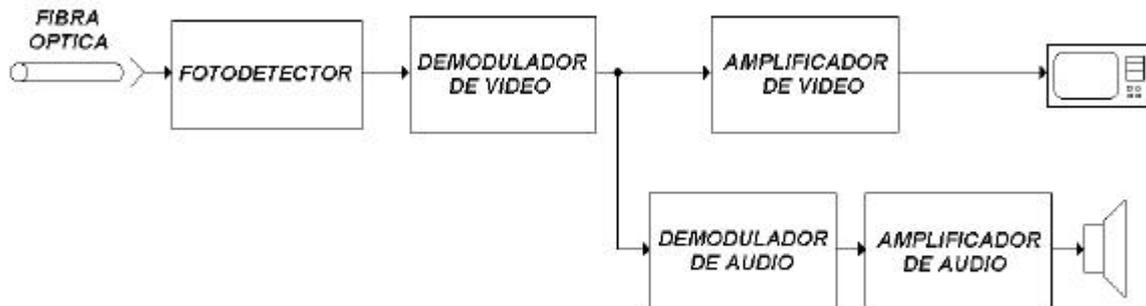


Figura 2.2

El primer dispositivo del receptor es el diodo PIN que se encuentra conectado a la fibra óptica (véase capítulo 8). La misión de este diodo será la de convertir la señal luminosa procedente de la fibra en una corriente eléctrica proporcional a la potencia luminosa. El fotodetector usado en este sistema incluye además un amplificador de transimpedancia que transforma dicha corriente en una salida en tensión de un valor suficiente para atacar al siguiente bloque.

Tras el diodo receptor, se encuentra el bloque demodulador de vídeo. Este bloque demodulará la señal FM de 28.6 MHz acoplada en AC, obteniéndose a la salida, por tanto, la señal de vídeo compuesto en banda base y una portadora de 10.7 MHz modulada en FM con la señal de audio. La demodulación se realiza por medio de un PLL sintonizado a 28.6 MHz. Este bloque permite un ajuste de ganancia de la señal demodulada, así como variaciones en la frecuencia de oscilación libre del VCO del PLL.

Del bloque demodulador de vídeo salen dos bloques en paralelo. Por un lado se encuentra un bloque amplificador de vídeo, y por el otro el bloque demodulador de audio.

La entrada de vídeo compuesto de una televisión presenta una impedancia de entrada de 75Ω , y el bloque demodulador de vídeo no es capaz de cargar esta baja impedancia. La misión del bloque amplificador de vídeo es la de cargar los 75Ω . Este bloque presenta una entrada de alta impedancia, y además proporciona corriente suficiente para cargar la entrada de la televisión. El núcleo de este bloque es el amplificador operacional de gran ancho de banda NE5539 (véase capítulo 9), pero además de poder ser capaz de suministrar suficiente corriente, debe ser lo suficientemente rápido para seguir la señal de vídeo, ya que el ancho de banda de ésta llega, como se ha visto, hasta 5 MHz. La salida de este bloque se conectará a la entrada de vídeo compuesto de la televisión, esto es, a través del Euroconector de ésta.

Por otro lado, tras la demodulación de vídeo, la señal pasa al bloque demodulador de audio. Este bloque tiene dos filtros cerámicos centrados en 10.7 MHz, con el objeto de eliminar la señal de vídeo compuesto en banda base. La demodulación en este bloque se realiza mediante detección en cuadratura.

La detección en cuadratura consiste en multiplicar la señal entrante por sí misma pero desfasada 90° . De esta forma, y si el índice de modulación es bajo, se obtiene de dicho producto la señal demodulada.

A la salida del bloque de demodulación de vídeo, se encuentra el bloque amplificador de audio, que atacará a un altavoz de 8Ω de impedancia, ya que se ha optado por separar el sonido de la televisión.

2.2. Descripción por bloques del emisor.

2.2.1. Bloque de restauración de continua.

El esquemático de este bloque se muestra en la figura 2.3:

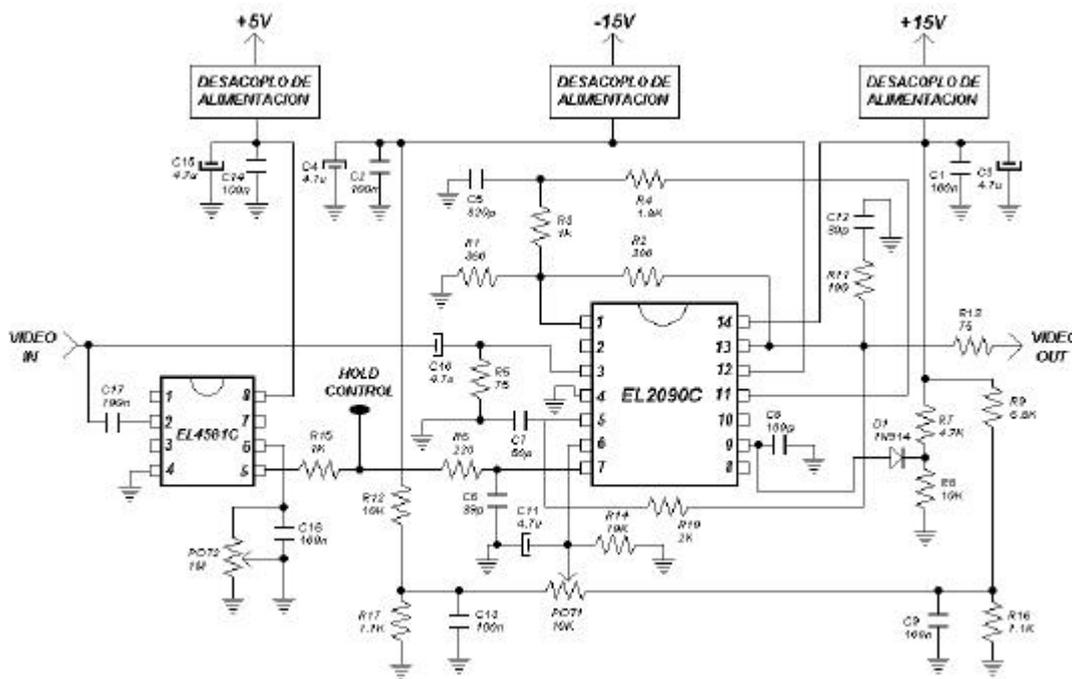


Figura 2.3

Según se ha visto en el apartado anterior, para restaurar el nivel de continua de la señal de vídeo compuesto en banda base, se debe muestrear en cada línea el nivel de la señal, y en el mismo punto de referencia para todas las líneas. Este punto en cuestión es el púrtico posterior (véase 7.2.1., pág. 84). De esta forma, habrá que generar una señal que indique el momento preciso en que se debe muestrear, esto es, el momento en que se produce dicho púrtico. Esta es la misión del integrado EL4581C (véase capítulo 9).

Este integrado genera a partir de la señal de video compuesto, una serie de señales de temporización, como son: indicación de sincronismo horizontal, indicación de

sincronismo vertical, indicación de campo par/impar e indicación del pórtilo posterior. Esta última señal es la que nos interesa y es la única que se utiliza del integrado, ya que es en ese punto de la señal de vídeo en el que se debe muestrear el nivel de continua. Como se explica en el apéndice de vídeo, en el pórtilo posterior se encuentra situada la salva de la subportadora de color. Esta salva consiste en varios ciclos de dicha subportadora, de frecuencia 4.43 Mhz. Para que dicha salva no interfiera en la detección del pórtilo, el integrado EL4581C presenta un filtro paso bajo de tercer orden y fase lineal que la atenúa.

Es en el pin 5 de este integrado donde encontramos esta señal indicadora del pórtilo posterior. Se trata de una señal pulsante, con pulsos de duración igual a la de la salva de la subportadora de color. Variando la resistencia conectada al pin 6 por medio del potenciómetro 2, se varía toda la temporización interna del EL4581C. Por medio de dicho potenciómetro se varía la frecuencia de corte del filtro que elimina la salva de la subportadora de color, así como todas las funciones de temporización internas del integrado.

La señal que indica la posición del pórtilo posterior ataca al integrado EL2090C (véase capítulo 9). Este circuito es un restaurador de continua y amplificador de vídeo de alta frecuencia. Se trata de un sistema clásico de control de continua, representado en la figura 2.4:

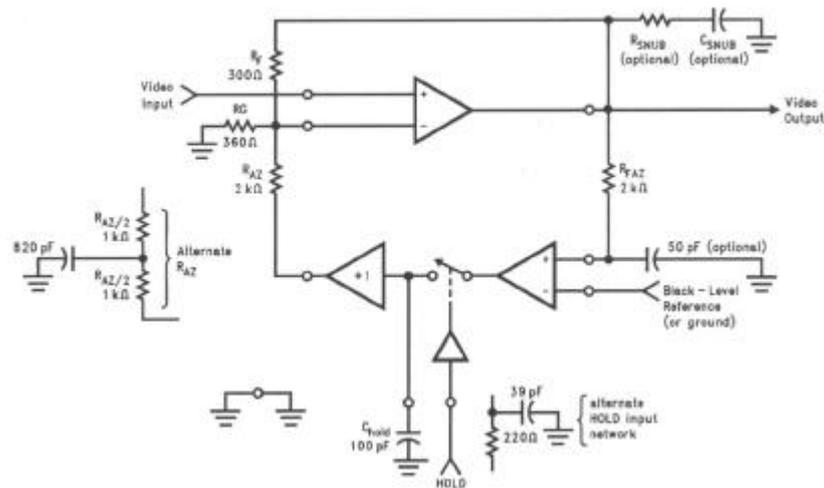


Figura 2.4

La señal de indicación del pórtilo posterior se usa para atacar al interruptor de control por el pin 7, de forma que el lazo de continua está cerrado durante dicho pórtilo de la señal de vídeo. Durante el periodo de muestreo del pórtilo posterior, el interruptor está cerrado y el condensador de retención C_{hold} conectado al pin 9 se carga. En el siguiente periodo, el de retención, el interruptor se encuentra abierto y el valor de continua V_c almacenado en el condensador se resta de la señal de video de entrada, ya que está conectada a la entrada inversora del amplificador, fijándose el nivel del pórtilo posterior a la tensión de referencia V_r introducida por el pin 6 del EL2090C y amplificándose la señal por medio del amplificador de video, de ganancia A_1 . Esta tensión V_r se regula con el potenciómetro 1. La ganancia del montaje utilizado es de 2.

Llamando A_1 a la ganancia del amplificador de vídeo, V_{BP} a la tensión de offset del pórtilo posterior de la línea de vídeo procesada en un instante determinado, V_{IN} a la señal en el tiempo de la línea en cuestión a la entrada del EL2090C, V_{OUT} a la señal a la salida y V_R al nuevo nivel de offset del pórtilo posterior fijado por el pin 6, la expresión que relaciona V_{IN} con V_{OUT} siguiendo el esquema de la figura 2.4 responde a:

$$V_{OUT} = A_1[V_{IN} - V_{BP}] + V_R$$

Esta ecuación es válida para cada línea de la señal de vídeo. En cada línea variará la tensión de offset V_{BP} , de forma que los pórtilos posteriores de todas las líneas queden finalmente fijados a un mismo valor V_R de tensión.

Viendo el esquema de este bloque en la figura 2.3 y comparándolo con la figura 2.4, podemos identificar los diferentes elementos que lo componen. La resistencia de realimentación R_f se implementa con R2, entre los pines 1 y 13. La de realimentación del lazo de continua R_{az} , corresponde a R3 y R4, conectadas entre los pines 1 y 11. La resistencia conectada a la entrada no inversora del amplificador de vídeo R_g se identifica con R1 conectada al pin 1. La resistencia R_{faz} corresponde a R10, entre los pines 5 y 13.

Para introducir por el pin 6 del EL2090C la tensión de referencia V_R a la que se quiere fijar el pórtilo posterior de todas las líneas, se ha montado el subcircuito formado por las resistencias R9 (6.8 K Ω), R16 (1.1 K Ω), R12 (6.8 K Ω), R17 (1.1 K Ω) y el potenciómetro 1. Los pares de resistencias R9/R16 y R12/R17 forman dos divisores de tensión de los raíles de alimentación positivo y negativo respectivamente. Como las tensiones de alimentación del EL2090C son +12 V y -12 V, las tensiones en el punto medio de los divisores serán de +1.67 V para el raíl positivo y -1.67 V para el negativo. Por medio del potenciómetro 1, se ajustará la tensión de referencia introducida en el pin 6 entre los dos valores anteriores.

En un primer momento se barajó la posibilidad de sustituir los divisores de tensión utilizados para fijar los límites de V_R por sendas referencias de tensión del orden de 2.45 V y -2.45 V en la posición de R16 y R17, respectivamente. Estas referencias de tensión presentan una alta estabilidad y baja deriva térmica. Finalmente se optó por utilizar los divisores de tensión ya que tenían un comportamiento correcto y, de esta forma, se abarataban costes.

El condensador de retención Chold se implementa con C8. Para evitar que la tensión del condensador se mantenga cercana a la tensión de alimentación positiva independientemente de los cambios en las entradas del bloque de muestreo y retención (pines 5 y 6) o en la entrada de control de retención (pin 7) se añaden los elementos D1, R7 y R8. De esta forma se fija la tensión máxima en el condensador a un valor inferior a la tensión de alimentación positiva.

2.2.2. Bloque Modulador de Audio.

El esquema de este bloque se presenta en la figura 2.5:

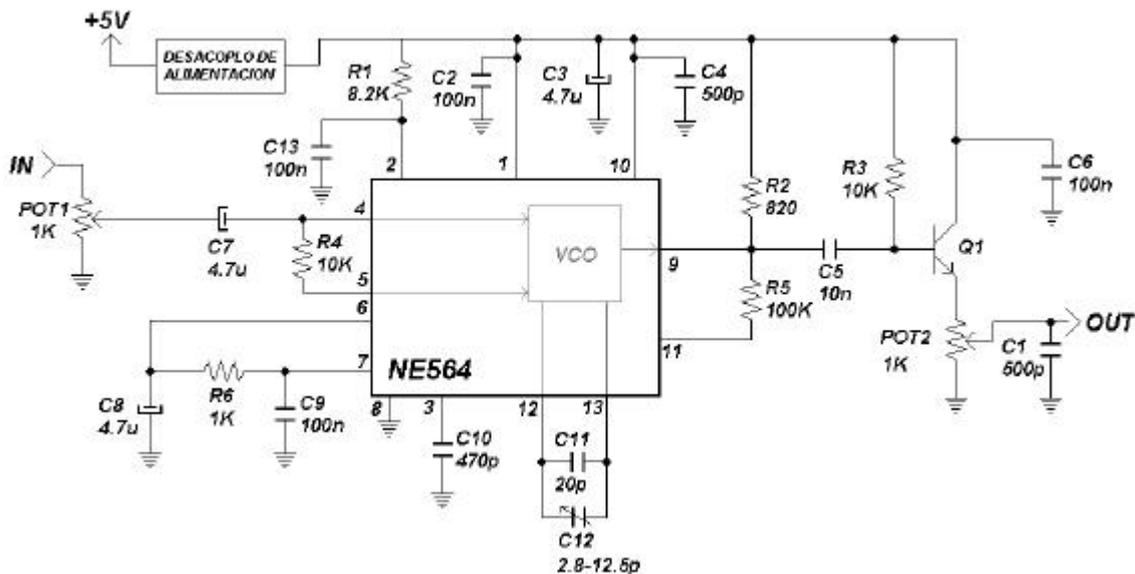


Figura 2.5

La función de este bloque es hacer una modulación en FM de una señal de audio. La frecuencia de la portadora utilizada es de 10.7 Mhz. Esta señal modulada se sumará en el bloque sumador con la señal de vídeo en banda base, cuyo espectro no supera los 5 Mhz.

Para realizar la modulación, se utiliza el integrado NE564 (véase capítulo 9). Este circuito es un PLL de alta frecuencia diseñado para funcionar hasta 50 Mhz. Como se muestra en la figura 2.6, dicho integrado consta de un VCO, un limitador, un comparador de fase y un procesador de post-detección.

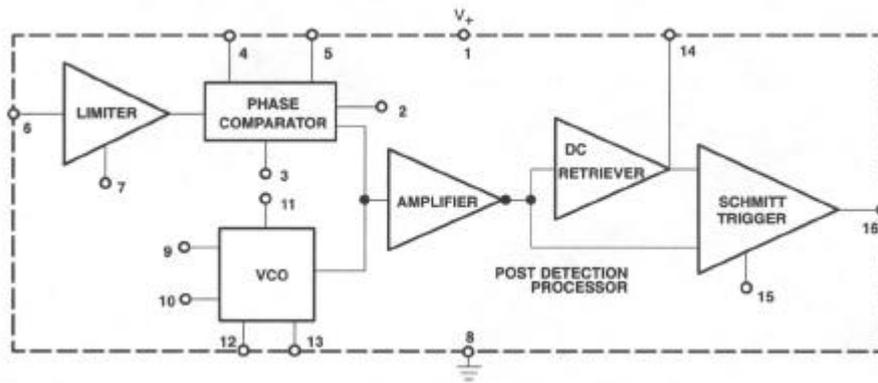


Figura 2.6

En este bloque el uso que se hace del NE564 es como oscilador controlado por tensión (VCO), de forma que el integrado en ausencia de señal dará a la salida una señal sinusoidal de 10.7 Mhz, y al introducirle la señal moduladora, las variaciones de la amplitud de ésta producirán variaciones en la frecuencia de la señal FM.

El coeficiente de proporcionalidad K_0 del VCO del NE564 está en función de la corriente introducida al integrado por el pin 2 del mismo.

La frecuencia aproximada de oscilación libre del VCO del NE564 viene dada por la ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{22R_c(C_1 + C_s)}$$

con R_c la resistencia interna al dispositivo de valor 100 ohmios, C_1 la capacidad externa conectada a los pines 12 y 13 y C_s una capacidad parásita interna que puede despreciarse.

Al aumentar el nivel máximo de la señal moduladora en una modulación en frecuencia aumenta la desviación máxima respecto de la frecuencia central de la portadora. Esta es la misión del potenciómetro 1, colocado a la entrada del bloque. A partir de ahí y

tras acoplarse en AC a través de C7, la señal se introduce por los pines 4 y 5 del NE564. Estos pines conectan directamente con el VCO y la salida de éste ataca al transistor seguidor Q1. En el pin 9 se encuentra una resistencia de pull-up (R2) debido a que dicho pin es una salida de colector abierto. En el emisor de Q1 se encuentra el potenciómetro 2, cuya misión es variar el nivel de la subportadora de audio, de cara a la suma en el siguiente bloque con la señal de vídeo en banda base. La resistencia R6 y los condensadores C8 y C9 hacen que los pines 6 y 7 no queden sin conectar y pueda introducirse ruido por ellos.

Uno de los puntos importantes de este bloque es fijar la frecuencia del oscilador a 10.7 Mhz. Para ello están los pines 12 y 13 del NE564. Variando la capacidad entre ellos, se ajusta la frecuencia de oscilación libre (en ausencia de señal de entrada) del VCO. En este bloque está en paralelo una capacidad fija de 20 pF (C11) con un trimmer de 2.8 a 12.5 pF (C12) para hacer pequeñas variaciones en dicha frecuencia.

2.2.3. Bloque Sumador.

El esquema de este bloque se muestra en la figura 2.7:

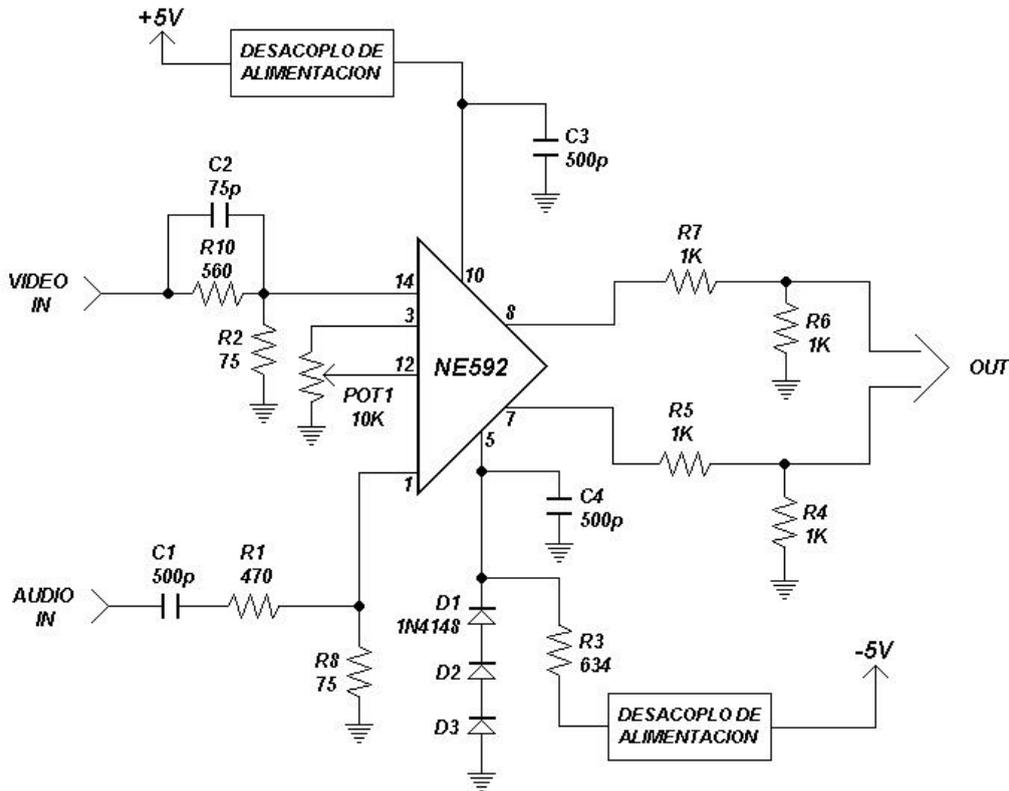


Figura 2.7

Este bloque, como ya se ha dicho, se encarga de sumar y amplificar la señal de vídeo en banda base y la señal de audio modulada en FM a 10.7 Mhz. Esta función la realiza el amplificador de vídeo diferencial de banda ancha NE592 (véase capítulo 9). Este elemento tiene dos entradas (pines 14 y 1). Por el pin 14 se introduce la señal de vídeo previo paso por una red pasiva RC que realiza una compensación de frecuencia (pre-énfasis). Esto sirve para compensar la distorsión de frecuencia y proporcionar un mejor balance de color en la transmisión. La señal de audio se introduce por el pin 1.

La ganancia del amplificador diferencial es ajustable por medio del potenciómetro 1, situado entre los pines 3 y 12.

La salida del amplificador se acopla diferencialmente y en DC al VCO del siguiente bloque, el modulador de vídeo.

2.2.4. Bloque Modulador de Vídeo.

El esquema de este bloque se presenta en la figura 2.8:

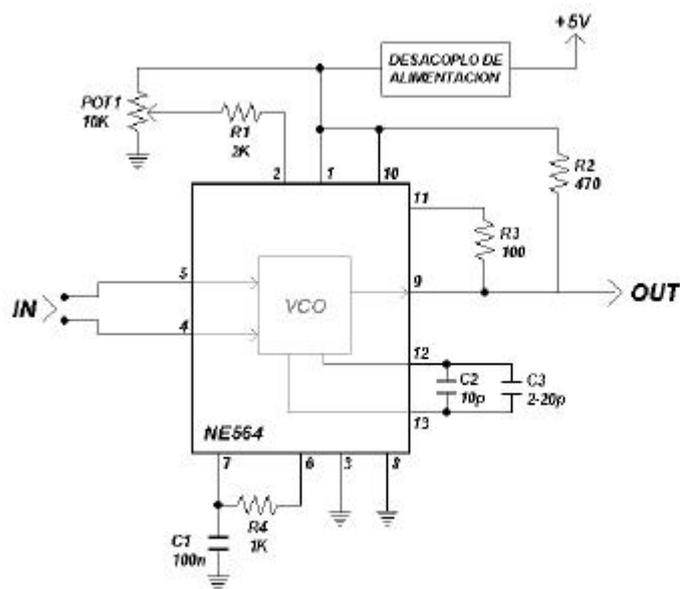


Figura 2.8

Este bloque es el encargado de modular en frecuencia la señal procedente del sumador, con una portadora de 28.6 Mhz. Para ello se usa el integrado NE564 (véase capítulo 9), también usado en el bloque Modulador de Audio. Al igual que en dicho bloque, su uso es como VCO.

La señal diferencial que sale del bloque Sumador, llega al VCO del NE564 a través de los pines 4 y 5. Con esta señal, el VCO genera la señal modulada en FM con una frecuencia central fijada por la capacidad presente entre los pines 12 y 13. Entre dichos pines se encuentran los trimmers C2 y C3, que permiten efectuar pequeñas variaciones en dicha frecuencia central hasta fijarla en 28.6 Mhz.

La salida de este bloque se obtiene del pin 9, que se encuentra unido con una resistencia de pull-up (R2) a la alimentación, ya que se trata de una salida de colector abierto.

La resistencia R4 y el condensador C1 impiden que los pines 6 y 7 queden son conectar y pueda introducirse ruido por ellos en el circuito. El pin 3, que es una de las entradas del detector de fase, queda unido a tierra.

La ganancia del integrado NE564 es ajustable por medio de la corriente introducida por el pin 2 del mismo. Esta corriente será del orden de 300 μ A. Esta es la misión del potenciómetro 1.

2.2.5. Bloque Driver de Emisión.

El esquema de este bloque se muestra en la figura 2.9:

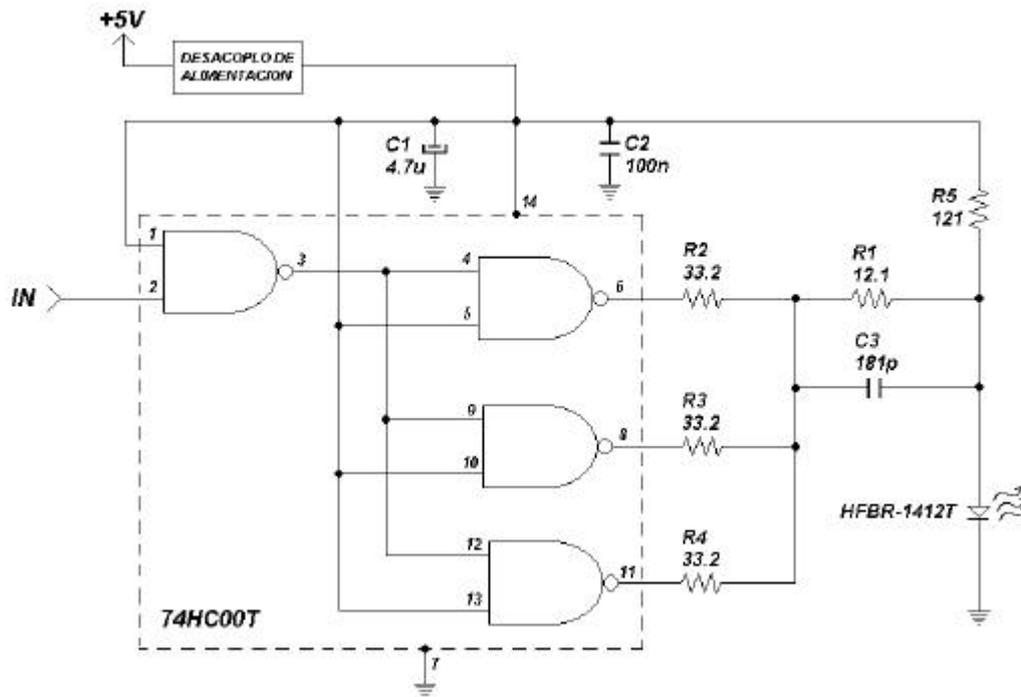


Figura 2.9

El último bloque del emisor, corresponde al Driver de Emisión. Este circuito es el responsable de atacar al diodo LED emisor conectado a la fibra, suministrándole la corriente necesaria para inyectar luz en ella. El diodo utilizado es el HFBR-1412T (véase capítulo 9) que emite luz alrededor de los 820 nm.

Para atacar al diodo LED, se ha optado por utilizar un driver compuesto por cuatro puertas NAND, incluidas en el integrado 74HC00 (véase capítulo 9) y que, debido a sus características de retardo, se adecuan a la frecuencia de 28.6 Mhz de la señal a transmitir.

Según se ve en el esquema del circuito, la señal procedente del modulador de vídeo ataca a una primera puerta NAND que se encuentra en cascada con otras tres, a cuya salida se encuentra conectado el LED.

Partiendo de que todas las puertas tienen una de sus entradas conectadas a alimentación (“1” lógico), el funcionamiento del circuito es tal que, cuando a la entrada de la primera puerta hay un “1” lógico, a su salida hay un “0” que se introduce en las otras tres puertas, dando a la salida un “1” lógico, es decir, un nivel alto de tensión. Este nivel alto de tensión hace que toda la corriente que atraviesa R5 pase por el LED, inyectando ésta luz dentro de la fibra. Si, por el contrario, hay un “0” lógico a la entrada de la primera puerta, a su salida (y entrada de las otras tres) habrá un “1” lógico, dando las tres puertas a su salida un “0” lógico, es decir, un nivel bajo de tensión. Debido a este nivel bajo de tensión, la corriente que atraviesa la resistencia R5 es absorbida por las tres puertas NAND, y una ínfima proporción de ésta se dirigirá al LED, permaneciendo éste entonces apagado.

Las ecuaciones usadas para dimensionar los elementos del circuito se han obtenido de la nota de aplicación del LED y corresponden a:

$$R_5 = \frac{(V_{CC} - V_F) + 3.97(V_{CC} - V_F - 1.6)}{I_F}$$

$$R_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_5}{3.97} \right)$$

$$R_2 = R_3 = R_4 = 3(R_1 - 1)$$

$$C_3(pF) = \frac{2000(ps)}{R_1}$$

En nuestro caso concreto, y para una corriente de $I_F = 80mA$, el valor de V_F es aproximadamente 1.78V con lo que se obtuvieron los valores para los elementos pasivos que se muestran en el esquema del bloque.

Cabe destacar en este momento que la mayor parte del consumo de la placa del emisor corresponde a la corriente necesaria para que el LED inyecte luz en la fibra.

2.3. Descripción por bloques del receptor.

2.3.1. Bloque de Recepción.

Este bloque consta en realidad de un único elemento principal, el receptor de HP HFBR-2416T (véase capítulo 9). Este dispositivo consta de un fotodetector PIN y un circuito preamplificador de transimpedancia integrado de bajo ruido. El HFBR-2416T recibe una señal óptica y la convierte en una tensión analógica. Debido a su escaso tiempo de subida/bajada (3.3 ns) presenta un ancho de banda hasta 125 Mhz. Tiene una responsividad a 25° C, con una señal luminosa de 820 nm y una frecuencia de 50 Mhz de 7 mV/μW.

La salida de este dispositivo atacará directamente al demodulador de vídeo, siguiente bloque del receptor.

2.3.2. Bloque Demodulador de Vídeo.

Su esquema responde a:

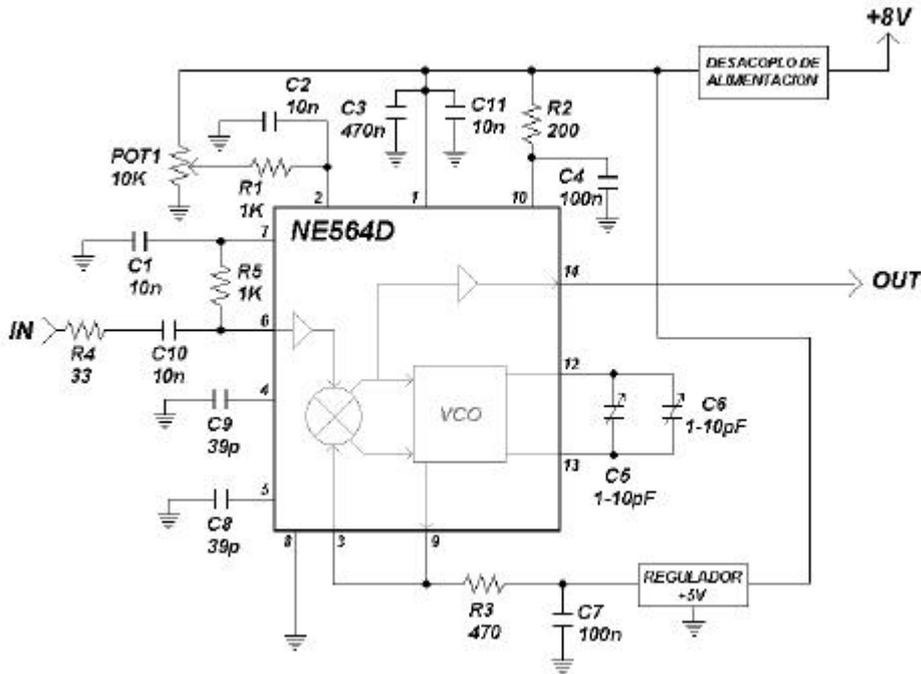


Figura 2.10

Este bloque es el encargado de demodular la señal procedente de la fibra, de frecuencia 28.6 Mhz. A la salida se obtendrá la señal de vídeo en banda base que abarca hasta los 5 Mhz (véase 7.8.1., pág. 118), y la portadora de sonido situada a 10.7 Mhz.

El integrado que realiza la demodulación es el NE564 (véase capítulo 9). Este dispositivo se utilizó en los bloques moduladores de audio y vídeo, pero entonces se usó como VCO. En este caso, se utiliza como PLL, haciendo uso de otras partes del integrado como son el limitador, el comparador de fase y el amplificador y DC retriever.

El procesador de detección de fase consiste en un modulador doblemente balanceado con un amplificador limitador para mejorar el rechazo de la modulación de amplitud.

El procesador de post-detección consiste en un amplificador de transconductancia de ganancia unidad y un comparador. El comparador queda sin utilizar en este montaje, mientras que el amplificador se usa como filtro de post-detección para la demodulación FM. Se trata de un integrador cuya tensión de salida se muestra en la siguiente ecuación:

$$V_0 = \frac{g_M}{C_2} V_{IN} dt$$

g_M = transconductancia del amplificador

C_2 = capacidad a la salida (Pin 14)

V_{IN} = señal a la entrada del amplificador

Seleccionando adecuadamente C_2 , puede variarse la constante de tiempo del integrador de forma que la tensión de salida sea el valor medio de la señal de entrada.

La señal procedente del amplificador de transimpedancia integrado en el HFBR-24X6 se introduce (acoplada en AC por el condensador C10) por el pin 6 del NE564, que es una de las entradas del comparador de fase. La otra entrada del comparador de fase corresponde al pin 3, y ésta se conecta a la salida del VCO (pin 9) que, al tratarse de una salida a colector abierto, requiere de una resistencia de pull-up (R3) conectada a +5 voltios.

La salida se toma del pin 14 que corresponde a la salida del amplificador de transconductancia integrado en el NE564. En este pin se obtiene ya la señal demodulada.

A diferencia de los casos de los moduladores de audio y vídeo en que se alimentaba al NE564 con una tensión de +5V, en este bloque se alimenta con +8 V y esto se hace así para incrementar la linealidad y el rango dinámico debido al bajo nivel de la señal de

entrada en el dispositivo. Asimismo, se hace necesario fijar una ganancia más elevada que en los otros casos. Esto se hará aumentando la intensidad entrante por el pin 2 por medio del potenciómetro 1.

La capacidad entre los pines 12 y 13 fija la frecuencia de oscilación libre del VCO, y para hacer ajustes en ella, se han colocado los trimmers C5 y C6.

La resistencia R5 y el condensador C1 impiden que el pin 7 quede sin conectar y pueda introducirse ruido a través de él.

2.3.3. Bloque Amplificador de Vídeo.

Las televisiones presentan una impedancia de entrada en el conector de vídeo compuesto de 75Ω . Para poder cargar esta impedancia se hace necesario el uso de un amplificador operacional que suministre la corriente. Además debe ser suficientemente rápido, ya que la señal de vídeo tiene un espectro en banda base que abarca hasta los 5 Mhz (véase 7.8.1, pág. 118).

Estos requisitos los reúne el amplificador operacional de alta frecuencia NE5539 (véase capítulo 9). Este amplificador tiene un ancho de banda para ganancia unidad de 350 Mhz y de 48 Mhz para plena amplificación.

El esquema usado para este bloque es:

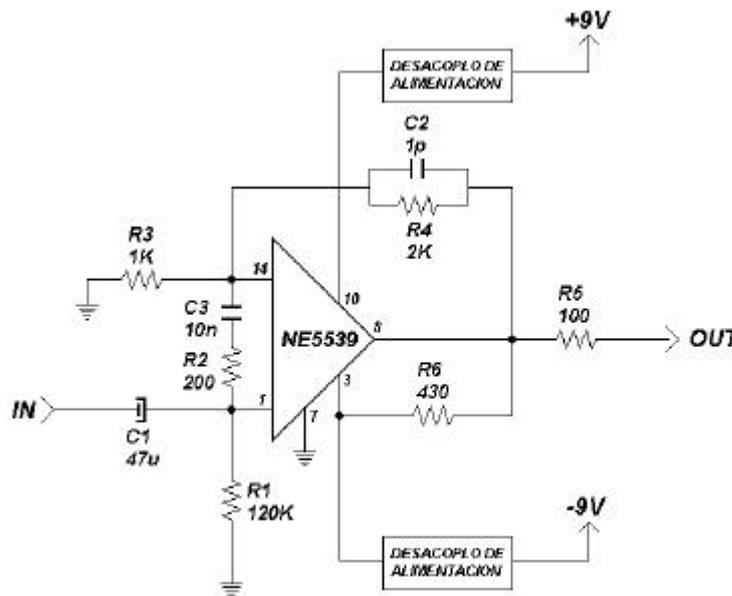


Figura 2.11

Debido a que se trata de un integrado muy rápido, para ganancias inferiores a 17 dB en lazo cerrado, es necesario realizar una compensación externa. Hay dos formas de realizar dicha compensación, que son haciendo uso del pin 12 del integrado o bien utilizando unas redes de lead y lag-lead.

En nuestro caso, la ganancia utilizada es de 2 (puede verse que resulta del cociente de R4 y R3), y la forma utilizada de compensación es la segunda de las dos posibles. La red de lead está formada por R4 y C2, mientras que la de lag-lead corresponde a R2 y C3.

Por lo demás, se trata de un montaje típico no inversor de un amplificador operacional en el que la entrada se introduce a través del condensador de desacoplo C1, conectado al pin 1 del dispositivo.

2.3.4. Bloque Demodulador de Audio.

El esquema de este bloque es:

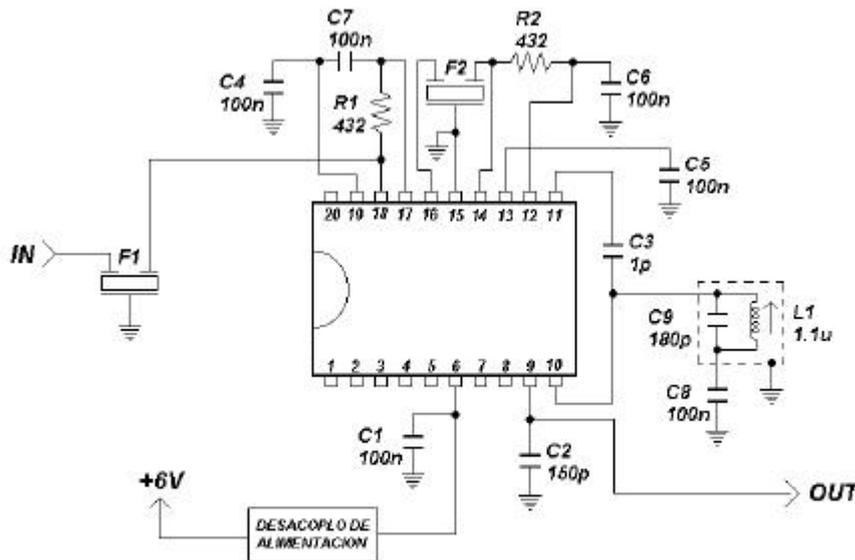


Figura 2.12

Este circuito es el encargado de demodular la señal de audio que se encuentra modulada en FM sobre una portadora de 10.7 Mhz. Al ser la modulación de audio una modulación en frecuencia de banda estrecha, es posible hacer la demodulación usando un detector en cuadratura. Para este fin se utiliza el integrado SA615 (véase capítulo 9, AN1993 y SA615).

El diagrama de bloques interno de este dispositivo es:

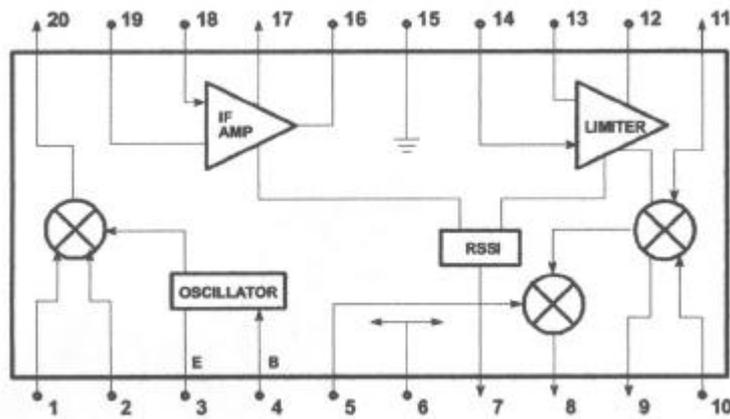


Figura 2.13

El SA615 incorpora un mezclador/oscilador, dos amplificadores limitadores de frecuencia intermedia, un detector de cuadratura, un silenciador, un indicador logarítmico de nivel de señal recibida (RSSI) y un regulador de tensión. De estos bloques no se utilizan el mezclador, el RSSI, ni el silenciador.

Lo primero que se encuentra la señal en este bloque es un primer filtro cerámico F1 de 10.7 Mhz (véase hoja de catálogo del filtro en capítulo 9) que selecciona la señal de audio y elimina la señal de vídeo en banda base así como frecuencias parásitas que pudiera llevar la señal. Esta señal pasa al primer amplificador de FI a través del pin 18 del SA615. Los condensadores C4 y C7 conectados a los pines 19 y 17, cortocircuitan la componente alterna de la señal a tierra. El papel de la resistencia R1 (430Ω) es el de reducir la impedancia de entrada al primer amplificador de FI, ya que la resistencia interna de éste es de $1.5\text{ K}\Omega$. Al estar las dos en paralelo la impedancia final es de 330Ω , siendo esta reducción de impedancia recomendada por los fabricantes para la salida de los filtros cerámicos.

A la salida del primer amplificador de FI (pin 16), la señal entra por un segundo filtro cerámico F2, de iguales características que F1. Tras pasar por él, se introduce por el pin 14 que corresponde a la entrada del segundo amplificador limitador de FI. De nuevo, la

resistencia R2 colocada a la salida de F2, reduce a 330Ω la impedancia vista por éste. Los pines 12 y 13 están cortocircuitados en alterna a tierra por los condensadores C5 y C6.

Del segundo amplificador limitador de FI, la señal va a la célula de Gilbert que actúa como detector en cuadratura. Una de sus entradas está conectada internamente a la salida del segundo amplificador. Por otro lado, la salida de este amplificador se encuentra conectada al pin 11, al que hay conectada, por medio del condensador C3, una red en cuadratura sintonizada formada por C9 y L1 (el condensador C8 cortocircuita a tierra en alterna el tanque), que desfasa la señal 90° para introducirse luego por el pin 10 que es la entrada en cuadratura de la célula multiplicadora de Gilbert. Tras la multiplicación, se obtiene por el pin 9 del dispositivo la señal demodulada.

2.3.5. Bloque Amplificador de Audio.

El esquema de este bloque corresponde a:

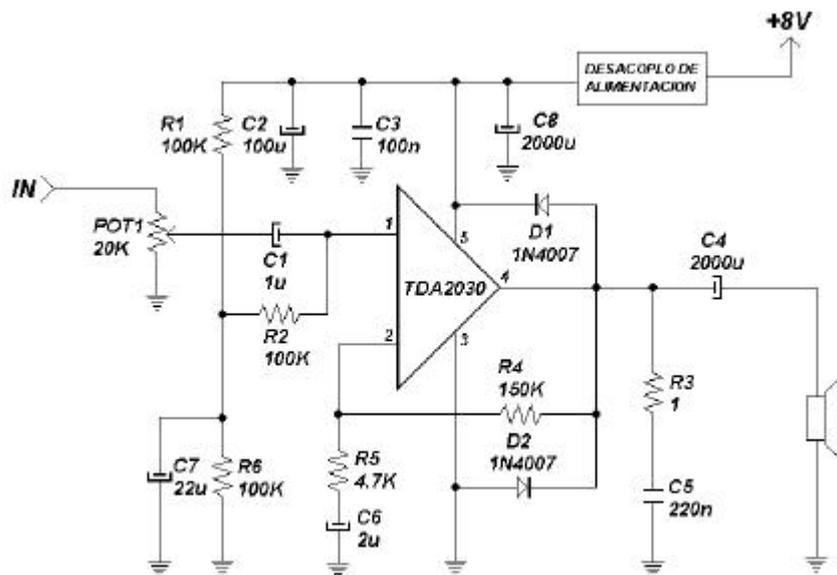


Figura 2.14

El objetivo de este bloque es amplificar la señal de audio en banda base procedente del bloque demodulador de audio. El elemento central del circuito es el amplificador TDA2030 (véase capítulo 9), cuya potencia es de 8 watos para una carga de 8Ω .

Se ha escogido para su uso un montaje con alimentación unipolar. Se trata de una configuración no inversora. El comportamiento del TDA2030 es similar al de un amplificador operacional, con la característica de que puede ceder una potencia alta. La señal de entrada se acopla en AC a través del condensador C1. La misión del potenciómetro 1 es regular el nivel de la señal de entrada.

Los diodos D1 y D2 impiden que la tensión de salida exceda los valores límites de alimentación (0V y +8V). La ganancia en tensión viene dada por el cociente $R4/R5$. Los elementos R3 y C5 garantizan una carga mínima en ausencia de carga.

Por último, las resistencias R1, R2 y R6 polarizan al TDA2030 a la mitad del rango de alimentación, esto es, a +4V.

3. IMPLEMENTACIÓN FÍSICA.

3.1. Diseño de los PCB.

3.1.1. Bloques prototipos.

El diseño de los PCB de los bloques prototipos no fue una tarea especialmente tediosa, ya que su tamaño es reducido y no es elevado el número de pistas a rutar. El criterio seguido ha sido minimizar la longitud de las pistas, especialmente las de señal y dentro de éstas las que transportan señales de alta frecuencia. En cuanto a la elección de un diseño a una cara o a doble cara, se ha optado por implementar a doble cara los bloques en los que se trabaja con señal de frecuencia 28.6 Mhz, usando la cara superior como un gran plano de masa conectado al plano de masa de la cara inferior. El resto de bloques están rutados a una sola cara con la excepción del bloque Amplificador de Vídeo que se trata de una placa de desarrollo del NE5539 y se encontraba ya rutada a doble cara.

3.1.1.1. Bloque Restaurador de Continua.

Al ser el 2090C un integrado de alta frecuencia, se ha tenido especial cuidado en la realización del PCB del bloque de restauración de continua, siguiendo en gran medida el diseño propuesto en la nota de aplicación “DC Restored 100 Mhz Current Feedback Video Amplifier” de Elantec (véase capítulo 9), con la diferencia de que se ha usado un diseño a una sola cara, ya que al tratarse de un diseño prototipo y tener escasas pistas por la cara superior se ha optado por utilizar cable para dichas pistas.

En la figura 3.1 se muestra el PCB del bloque prototipo de restauración de continua:

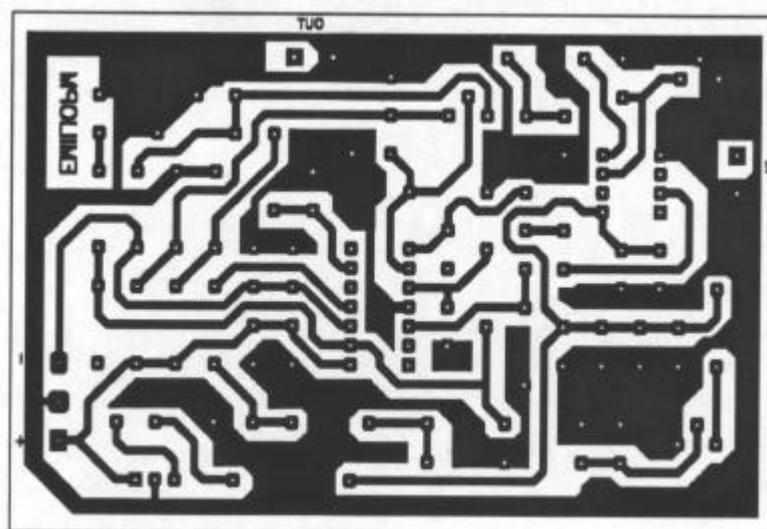


Figura 3.1

3.1.1.2. Bloque Modulador de Audio.

El diseño del PCB del prototipo de este bloque está hecho a una sola cara, ya que sólo una pista se situaba en la cara superior, implementándose con un cable.

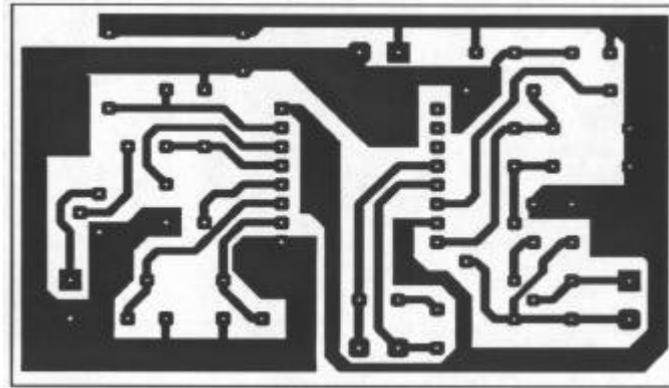


Figura 3.2

3.1.1.3. Bloque Sumador.

El diseño del PCB del prototipo de este bloque es a una sola cara:

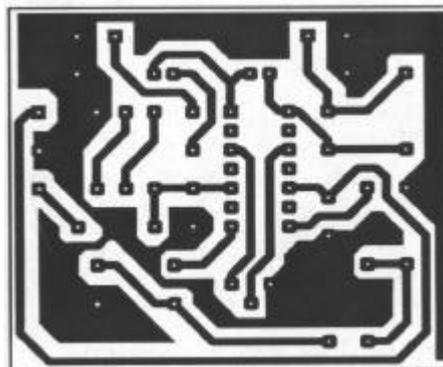


Figura 3.3

3.1.1.4. Bloque Modulador de Vídeo.

En este bloque ya se trabaja con frecuencias más altas que las que se han utilizado hasta este punto del emisor, ya que es en este bloque donde se produce la modulación a 28.6 Mhz. Debido a esto, el PCB de este bloque está realizado a doble cara, de forma que la cara superior consiste en un plano de masa conectado al plano de masa de la cara inferior. Así se evitan comportamientos no deseados de tipo interferente.

El rutado de ambas caras es:

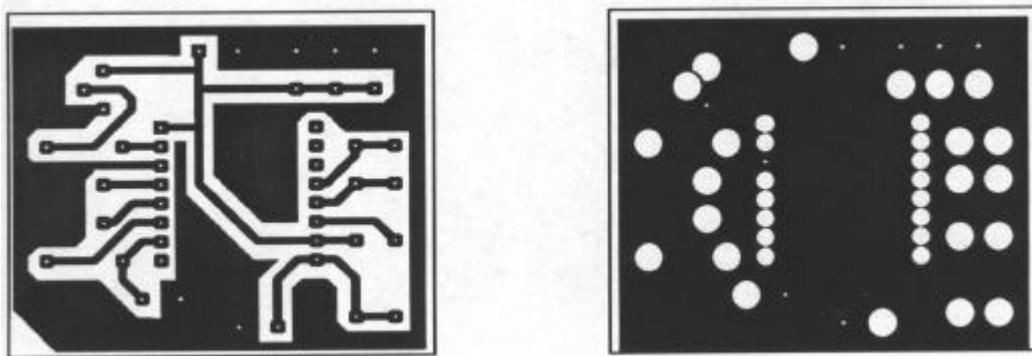


Figura 3.4

3.1.1.5. Bloque Driver de Emisión.

En este bloque también se trabaja con la señal de 28.6 Mhz, y es por ello que se ha rutado a doble cara, usando la cara superior como un plano de masa conectado al plano de masa inferior.

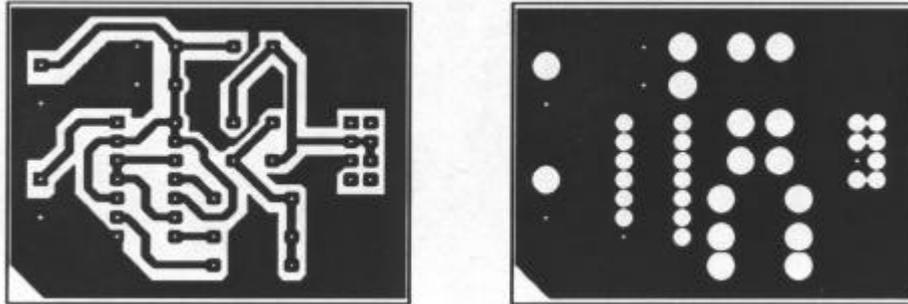


Figura 3.5

3.1.1.6. Bloque Demodulador de Vídeo.

En este bloque se demodula la señal de 28.6 Mhz procedente del fotodiodo PIN receptor y se obtiene la señal de vídeo en banda base y la portadora de audio a 10.7 Mhz. Al trabajar este bloque con la señal de 28.6 Mhz, se ha optado también por hacer el rutado a doble cara, utilizando la cara superior como plano de masa conectado al inferior.

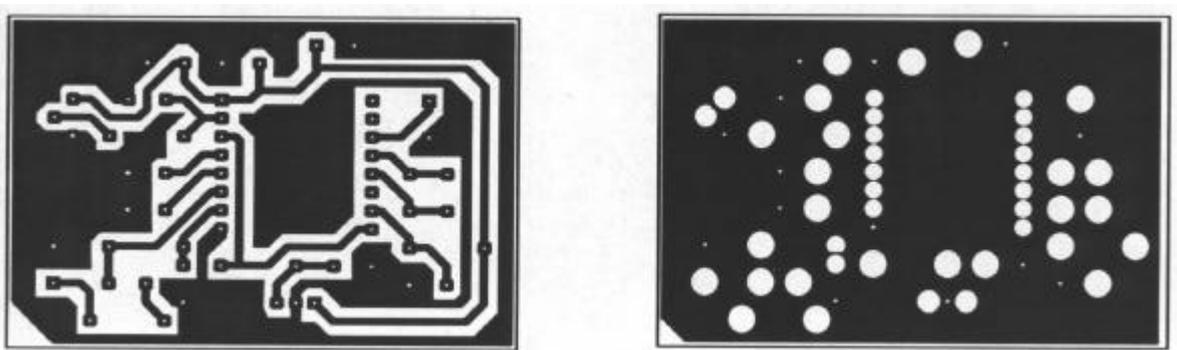


Figura 3.6

3.1.1.7. Bloque Amplificador de Vídeo.

El rutado del prototipo de este bloque no fue necesario realizarlo, ya que se implementó sobre una placa de desarrollo del amplificador NE5539.

3.1.1.8. Bloque Demodulador de Audio.

El rutado de este bloque fue a una sola cara:

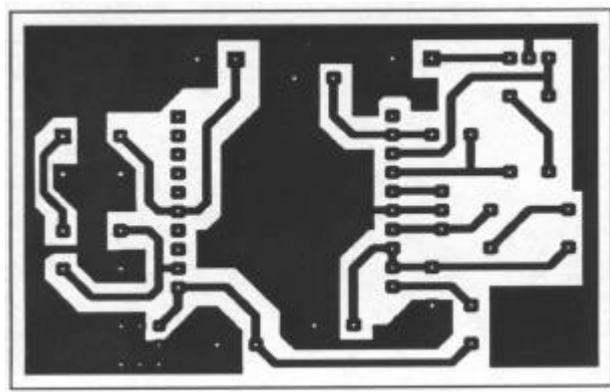


Figura 3.7

3.1.1.9. Bloque Amplificador de Audio.

De nuevo, el rutado se realizó a una cara:

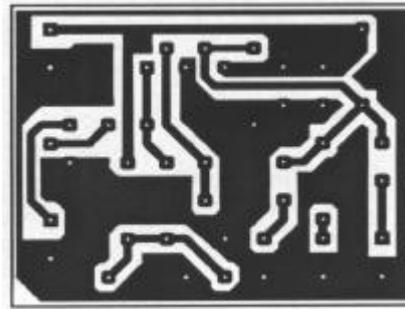


Figura 3.8

3.1.2. Placas definitivas.

El rutado de estas dos placas (Emisor y Receptor) fue un trabajo más tedioso que el de los bloques prototipo, debido a su tamaño y al gran número de pistas a rutar. El proceso seguido fue, partiendo de los PCB ya diseñados de los bloques prototipo, ensamblar los distintos bloques, posicionándolos y modificándolos de forma que se minimizara la longitud de las pistas de señal, especialmente las de alta frecuencia.

Además se añadieron elementos nuevos en estas placas, como son reguladores de tensión para adaptar las tensiones de alimentación generales de las placas a los valores de cada bloque o circuito integrado y redes de desacoplo de alimentación para cada bloque funcional, que se encuentran situadas tras los reguladores, así como condensadores de estabilización.

El rutado de ambas placas es a doble cara, de forma que el criterio seguido para disponer las pistas fue el de rutar las pistas de alimentación exclusivamente por la cara superior, y las pistas de señal, en su práctica totalidad, por la cara inferior usando como

punto de partida los diseños de los PCB de los bloques prototipo. Las pistas de señal que no pudieron ser rutadas por la cara inferior, se rutaron por la superior. Tanto en la cara superior como en la inferior se rellenó todo el espacio sobrante con sendos planos de masa conectados entre sí en varios puntos de la placa y conectados a la tierra general de la misma.

Los reguladores de tensión se posicionaron lo más próximo posible a los bloques a los que alimentaban, de forma que también se minimizaron las longitudes de las pistas de alimentación de tensión diferente a la general. Esto se hizo así para evitar pérdidas innecesarias que se hubieran producido en las pistas de alimentación, ya que al ser mayor la tensión se disipa menos energía en el transporte hasta los bloques.

3.1.2.1. Emisor.

El PCB de la cara inferior de la placa del Emisor:

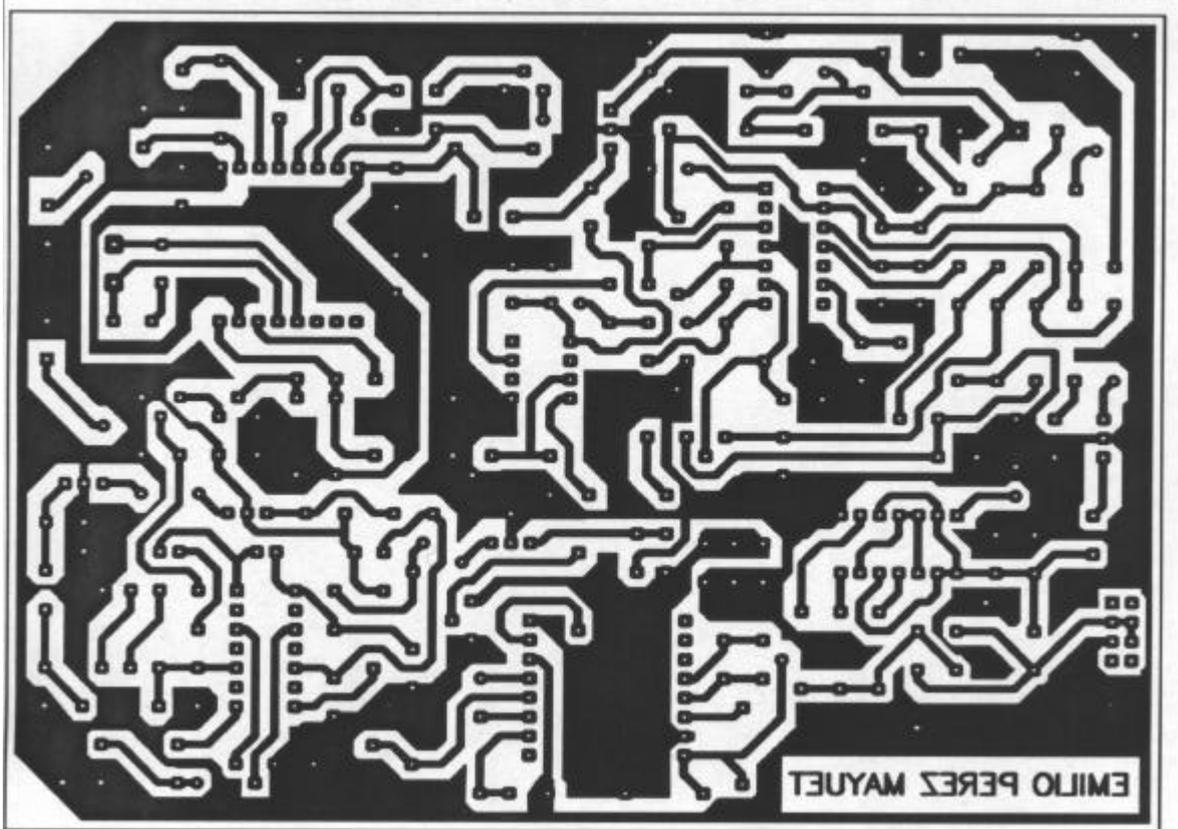


Figura 3.9

El PCB de la cara superior:

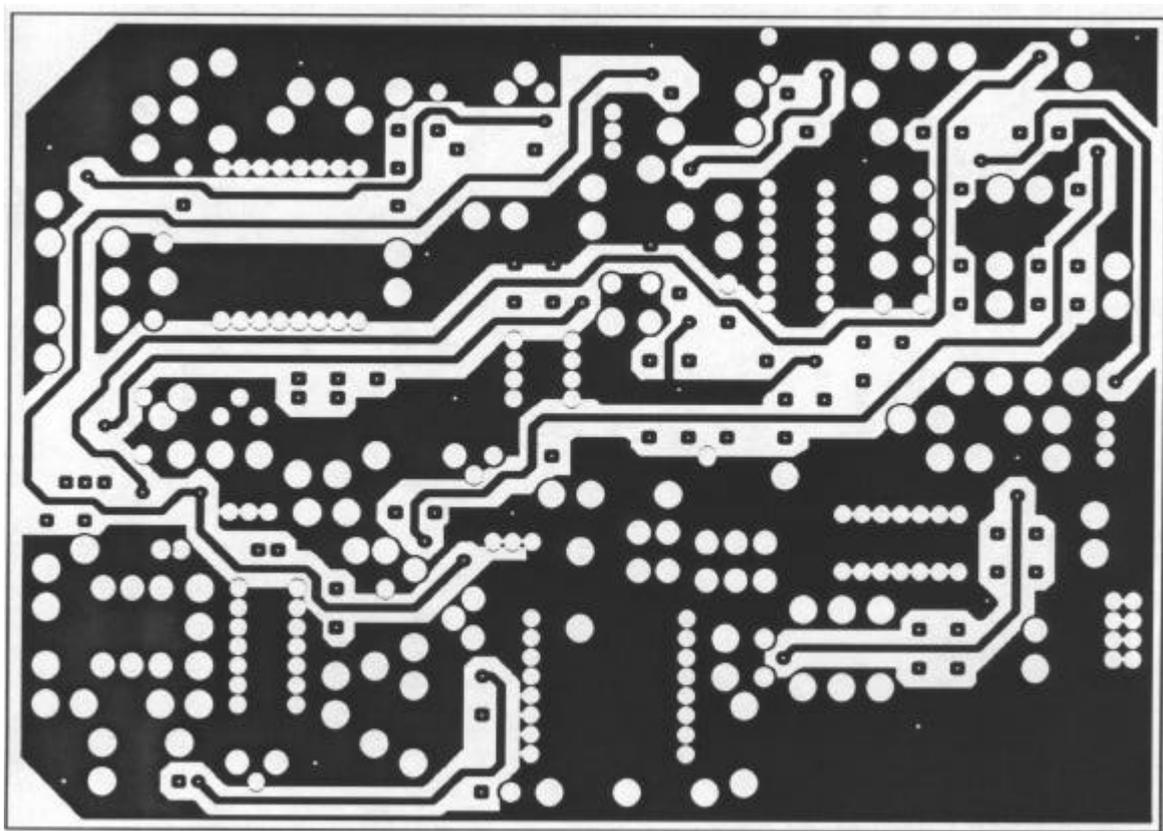


Figura 3.10

3.1.2.2. Receptor.

El PCB de la cara inferior de la placa del Receptor :

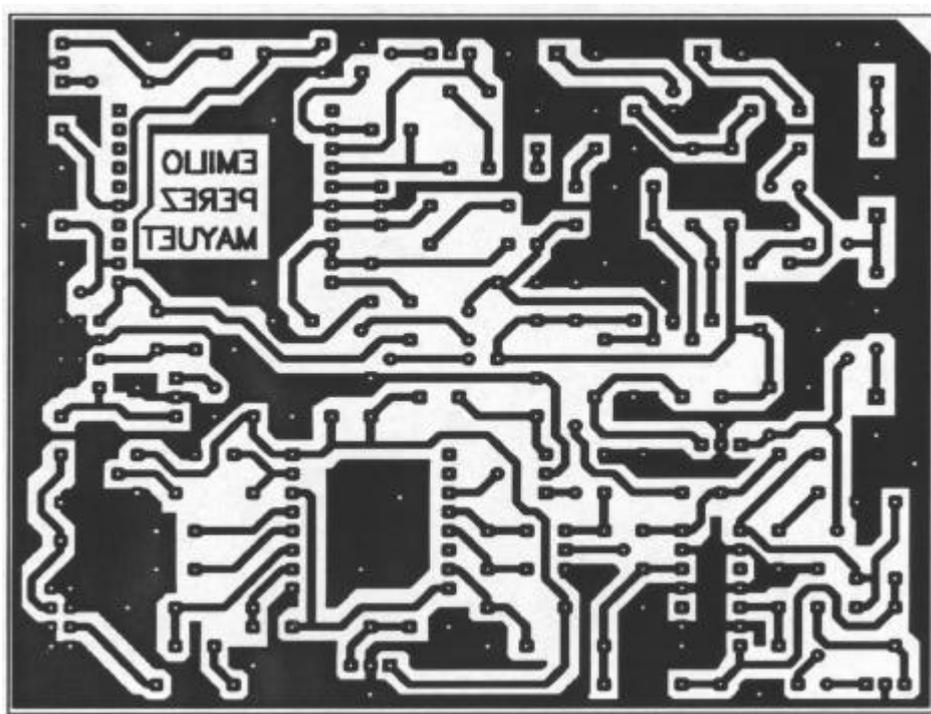


Figura 3.11

El PCB de la cara superior de la placa del Receptor:

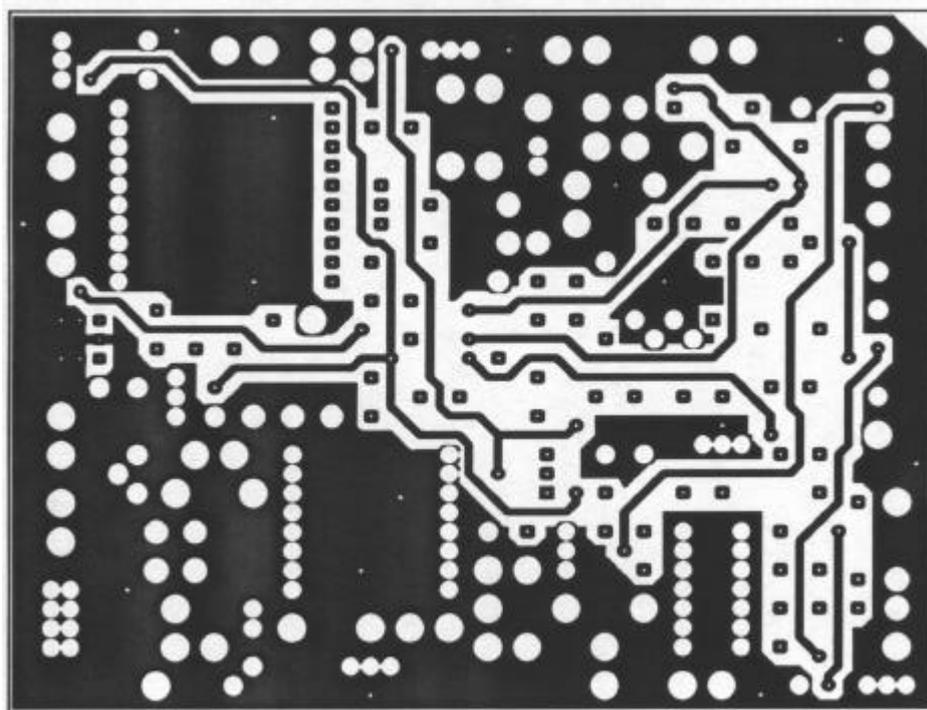


Figura 3.12

3.2. Consideraciones sobre EMI.

Tras la realización de los bloques prototipos y su posterior prueba, se constató la existencia de un problema de EMI. Con el sistema en funcionamiento se comprobó que desconectando la fibra entre el emisor y el receptor, el receptor seguía recibiendo gran parte de la señal de audio y, aunque no se distinguía ninguna imagen, también algo de señal de vídeo.

La conclusión a la que se llegó fue que se estaba escapando señal por las fuentes de alimentación del emisor y a través de la red eléctrica del laboratorio, estaba pasando por las fuentes de alimentación del receptor hasta los bloques demoduladores de éste.

Como solución a este problema, se añadieron a los bloques prototipos unas redes de desacoplo de señal en los raíles de alimentación de cada uno de ellos que atenuaban en gran medida las señales de alta frecuencia, esto es, las frecuencias de 10.7 y 28.6 Mhz, así como la señal de vídeo en banda base. Una vez colocadas dichas redes, desapareció el problema.

El esquema utilizado para estas redes de desacoplo corresponde a:

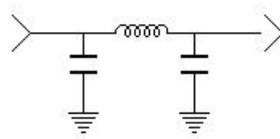


Figura 3.13

El elemento principal de esta red es la bobina de choque. Se utilizaron indistintamente bobinas VK200 y bobinas de choque 2368 de 47 μ H.

Respecto a los condensadores, se usaron del orden de 1 a 10 μF cerámicos o electrolíticos para el primero de ellos, y del orden de 1 a 100 nF cerámicos para el segundo. Estos condensadores además se comportaban también como condensadores de estabilización, añadiéndose a los plásticos o cerámicos de 100nF que ya existían en los bloques cerca del pin de alimentación de los circuitos integrados.

En las placas finales del emisor y receptor, cada uno de los bloques funcionales tiene también su propia red de desacoplo de alimentación. Cada red se encuentra situada tras el regulador de tensión de cada uno de los bloques.

3.3. Alimentación y encapsulado de las placas definitivas.

Debido al escaso consumo del emisor y del receptor, se optó por alimentar las placas definitivas con dos baterías en cada uno de ellos de 2 A·h, obteniéndose de esta forma un raíl de alimentación positivo a +12 V y un raíl negativo a -12 V. A partir de estas tensiones generales, usando reguladores se obtienen las tensiones específicas necesarias para cada bloque del sistema. La gran ventaja de utilizar baterías es la eliminación total de cualquier tipo de deriva de señal del emisor al receptor que hubiera podido escapar de las redes de desacoplo de alimentación, así como señales procedentes de la red eléctrica. Por otro lado, proporciona autonomía en el sistema para poder utilizar, por ejemplo, el emisor conectado a una videocámara de vigilancia en una zona con ausencia de toma eléctrica.

Tanto el emisor como el receptor se encuentran en unas cajas de aluminio. El plano de masa de cada una de las dos placas está conectado en varios puntos a cada caja. Con esto se consigue aumentar el tamaño del plano de masa, extendiéndolo a toda la caja.

3.4. Fotos de las placas.

3.4.1. Emisor.

3.4.1.1. Restaurador de Continua.

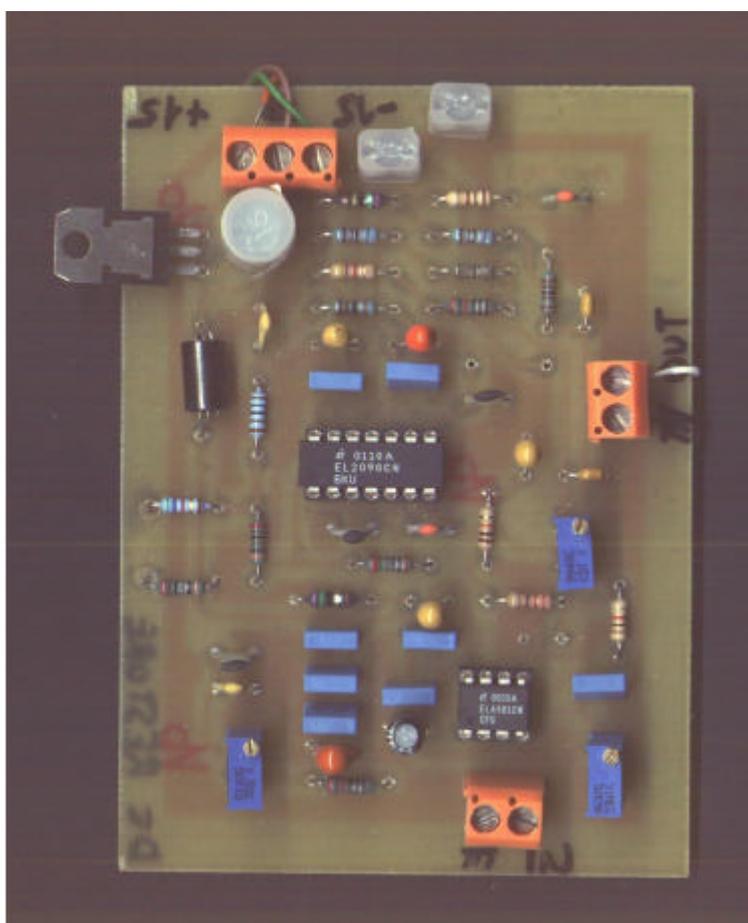


Figura 3.13

3.4.1.2. Modulador de Audio.

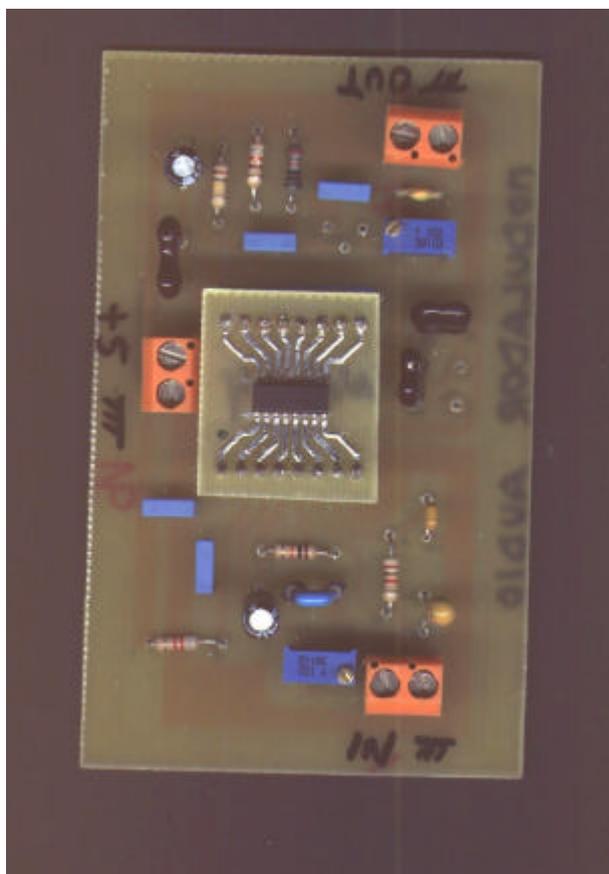


Figura 3.14

3.4.1.3. Sumador.

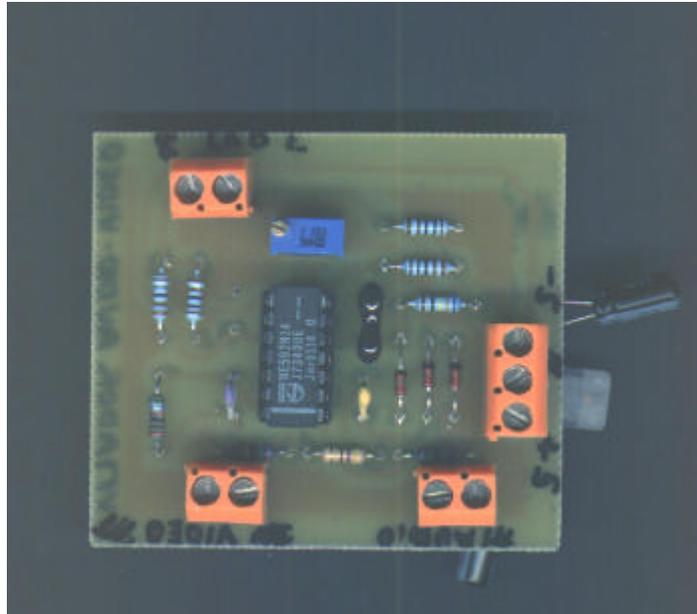


Figura 3.15

3.4.1.4. Modulador de Vídeo.

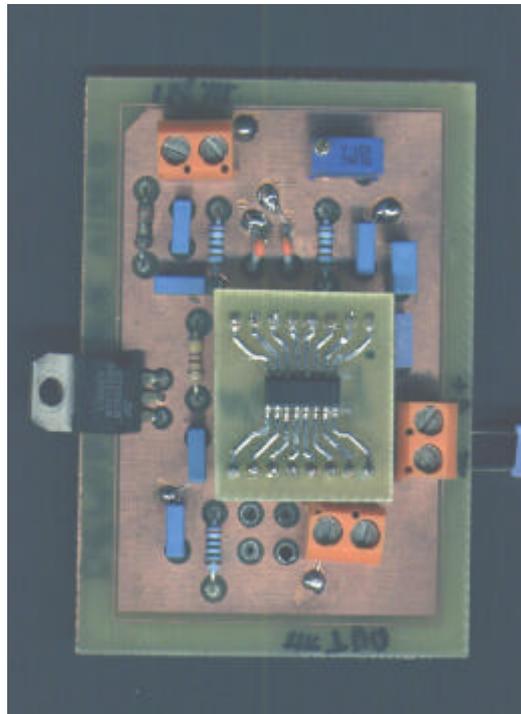


Figura 3.16

3.4.1.5. Driver de Emisión.

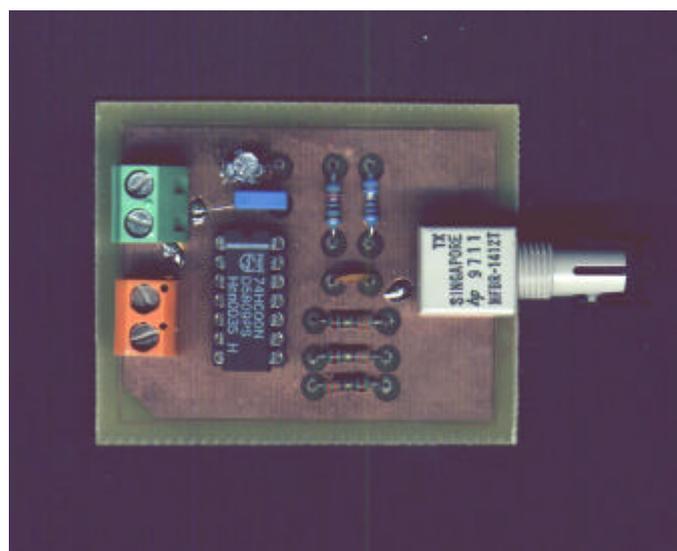


Figura 3.17

3.4.1.6. Placa definitiva del Emisor.

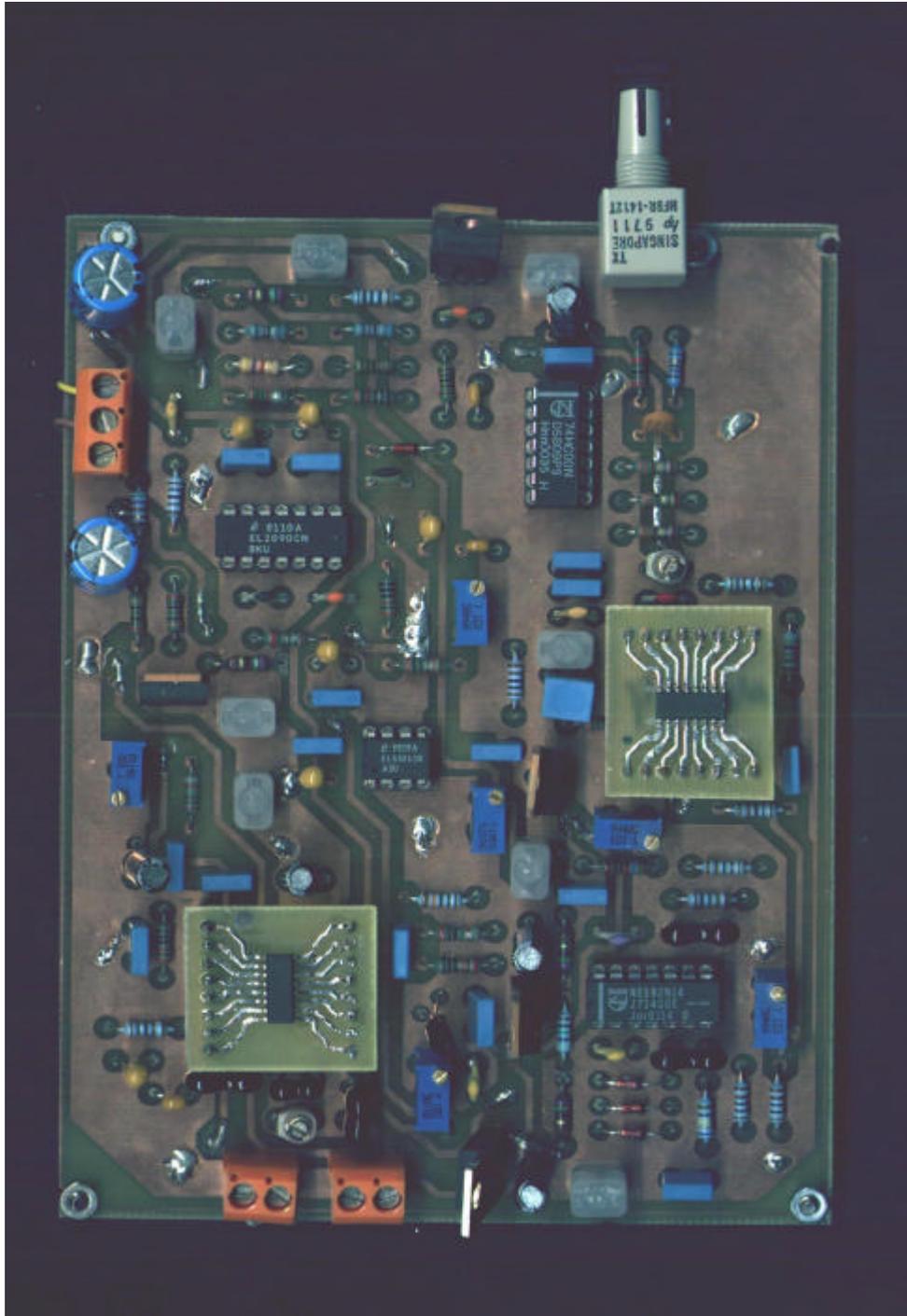


Figura 3.18

3.4.2. Receptor.

3.4.2.1. Demodulador de Video.

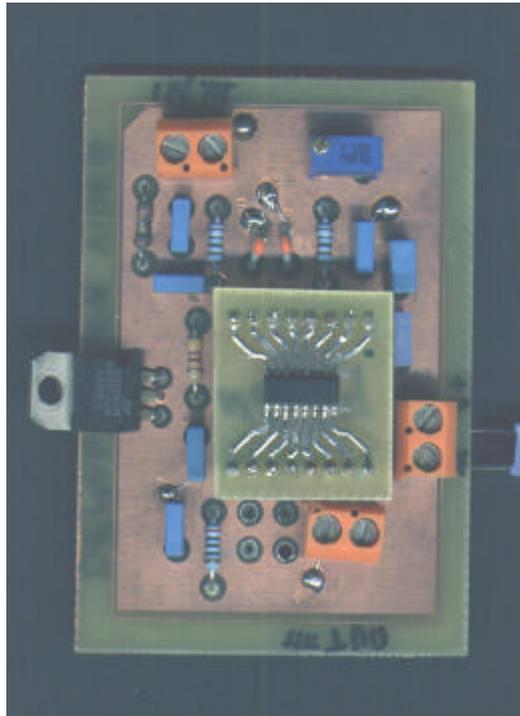


Figura 3.19

3.4.2.2. Amplificador de Vídeo.

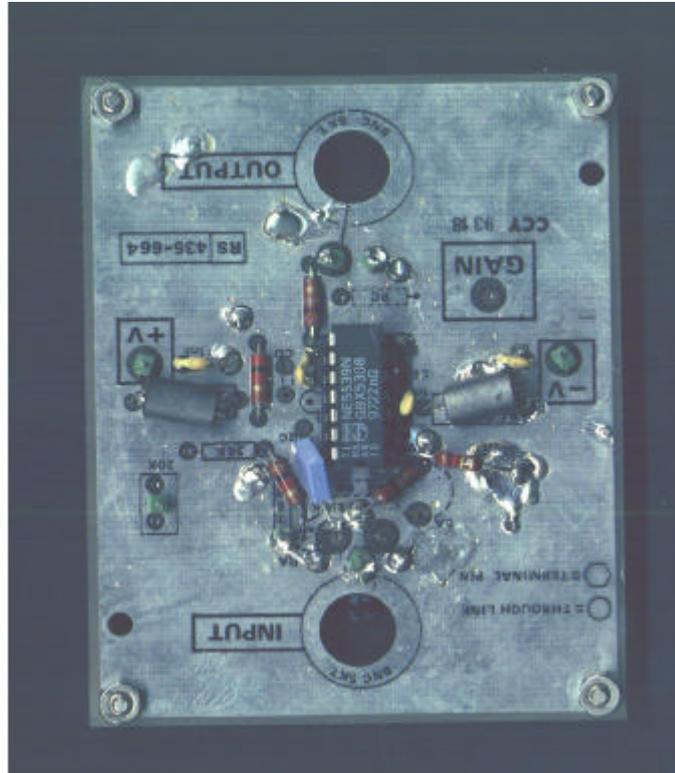


Figura 3.20

3.4.2.3. Demodulador de Audio.

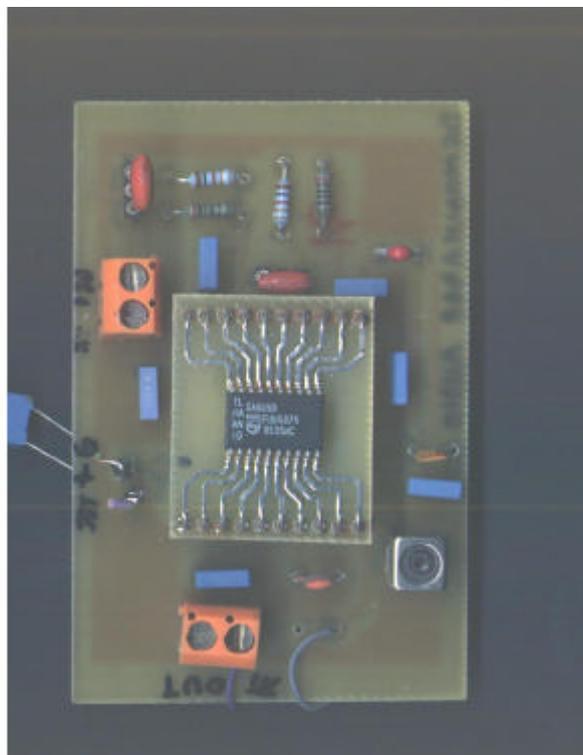


Figura 3.21

3.4.2.4. Amplificador de Audio.

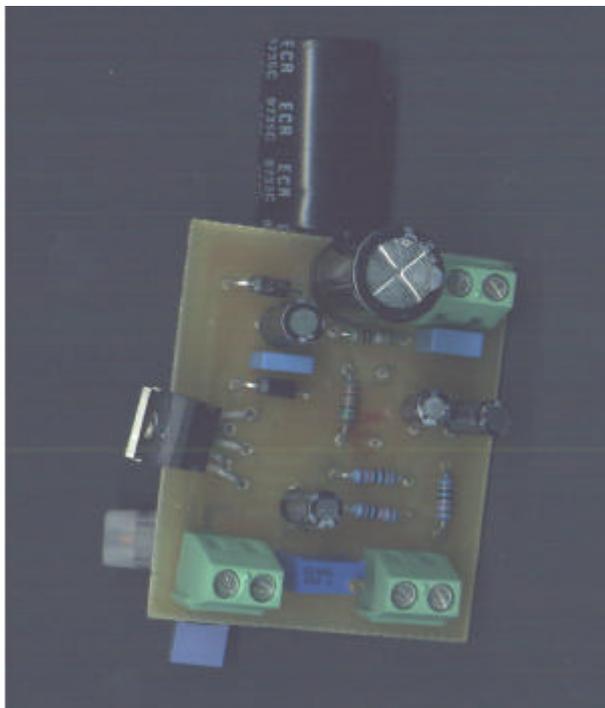


Figura 3.22

3.4.2.5. Placa definitiva del Receptor.

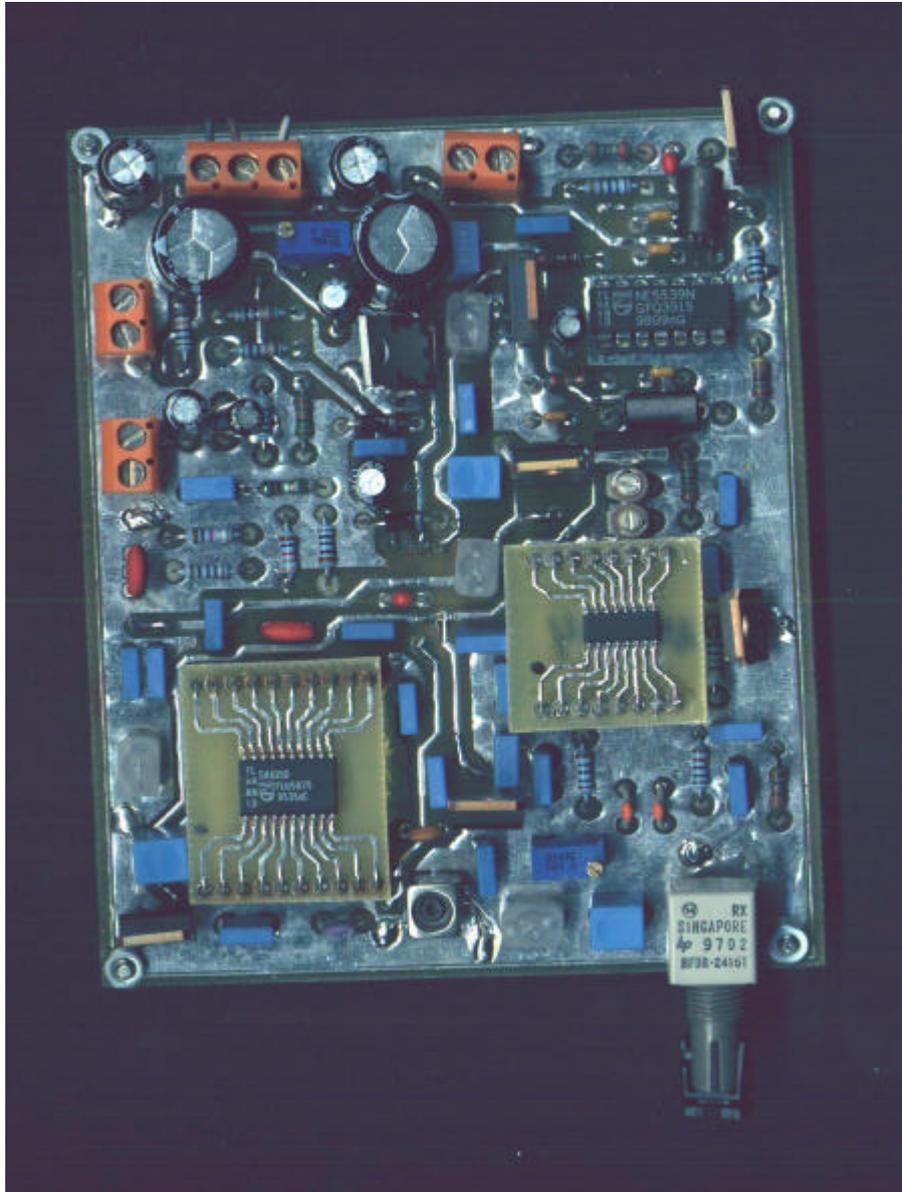


Figura 3.23

3.4.3. Sistema completo.

En la figura 3.24 puede observarse el sistema completo en funcionamiento, antes de su introducción en cajas. Puede apreciarse el latiguillo de fibra óptica en color naranja.



Figura 3.24

3.5. Ajuste de las placas definitivas.

En este apartado se va a describir de forma cualitativa como se realiza el ajuste del emisor y del receptor, variando aquellos elementos ajustables que se han descrito en la descripción por bloques.

3.5.1. Elementos ajustables.

3.5.1.1. Emisor.

Vamos a ver en la figura 3.25 cuáles son los elementos ajustables de la placa del emisor.

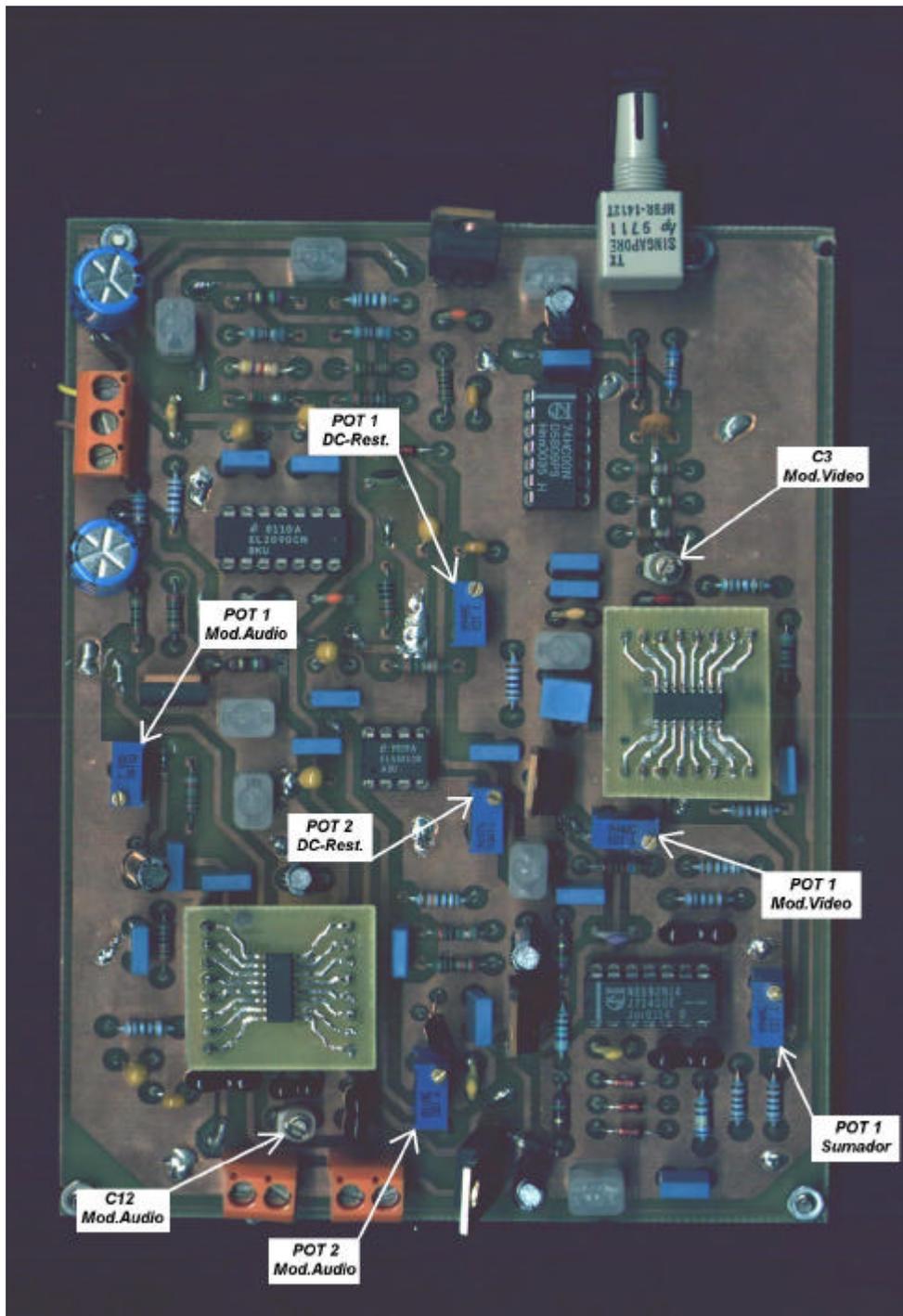


Figura 3.25

- *POT 1 del bloque Restaurador de Continua:* Varía el nivel de la tensión de referencia introducida al EL2090C a la que se desea fijar el nivel de tensión del pódico posterior del ISH.
- *POT 2 del bloque Restaurador de Continua:* Varía la temporización interna del EL4581C, encargado de generar la señal de pódico posterior hacia el EL2090C.
- *POT 1 del bloque Modulador de Audio:* Varía el índice de modulación en la modulación de audio, ya que regula la amplitud de la señal de entrada de audio.
- *POT 1 del bloque Modulador de Audio:* Varía la amplitud de la portadora de audio.
- *C12 del bloque Modulador de Audio:* Realiza pequeñas variaciones de la frecuencia de oscilación libre del VCO del NE564D en torno a 10.7 MHz.
- *POT 1 del bloque Sumador:* Regula la ganancia del amplificador de vídeo NE592.
- *POT 1 del bloque Modulador de Vídeo:* Regula la constante de conversión del VCO del NE564D.
- *C3 del bloque Modulador de Vídeo:* Realiza pequeñas variaciones de la frecuencia de oscilación libre del VCO del NE564D en torno a 28.6 MHz.

3.5.1.2. Receptor.

Vemos los elementos ajustables del receptor en la figura 3.26:

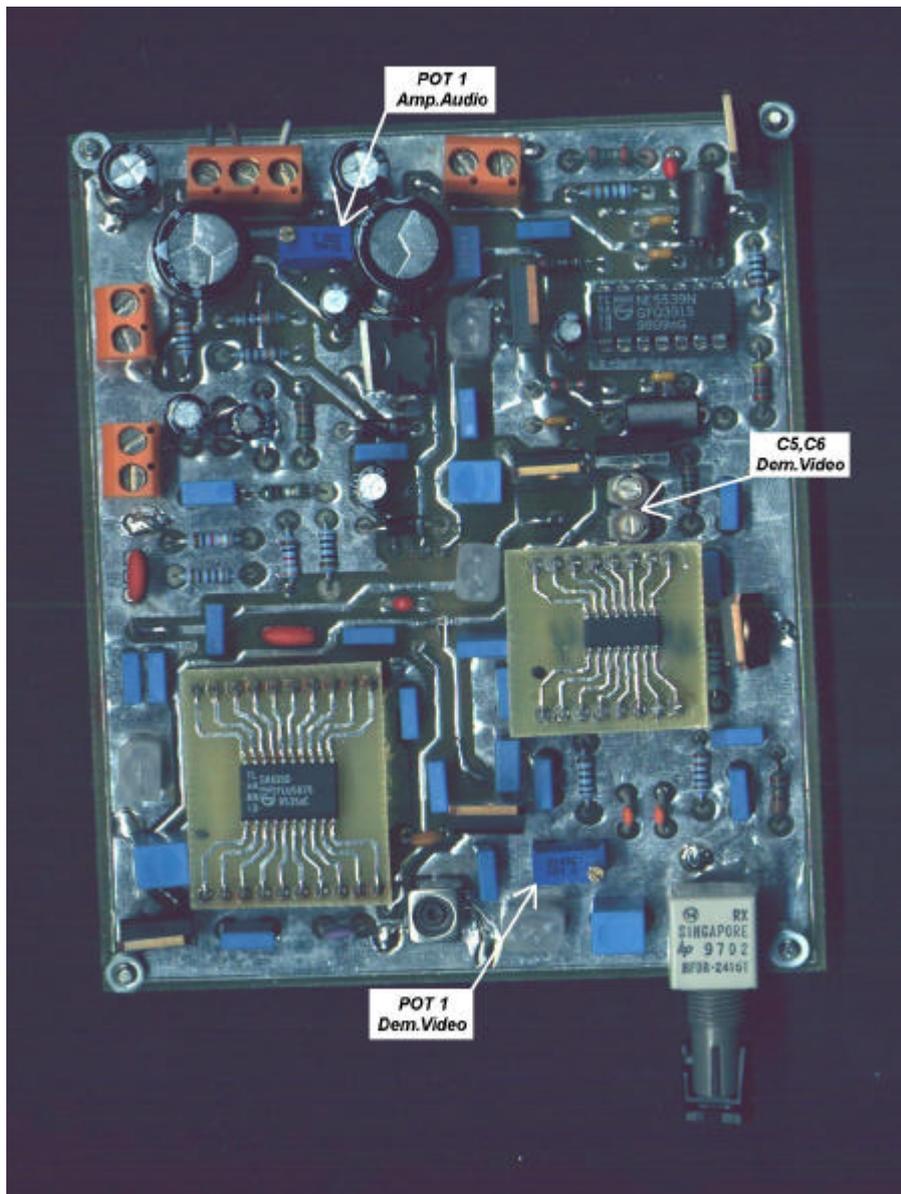


Figura 3.26

- *POT 1 del bloque Demodulador de Vídeo:* Regula la constante de conversión del VCO del NE564D.
- *C5, C6 del bloque Demodulador de Vídeo:* Realiza pequeñas variaciones de la frecuencia de oscilación libre del VCO del NE564D en torno a 28.6 MHz.
- *POT 1 del bloque Amplificador de Audio:* Regula la amplitud de la señal de entrada al TDA2030.

3.5.2. Ajuste.

El primer paso para ajustar el emisor es comprobar que el Restaurador de Continua se está comportando de forma correcta. Primero habrá que ver si el pulso de control generado por el EL4581C coincide con el momento del pórstico posterior de la señal entrante de vídeo (véase 7.2.1., pág. 84). Para ello se monitorizan en un osciloscopio de dos canales, la señal de entrada de vídeo y el pin 5 del EL4581C. Se regulará el POT 2 hasta que la duración del pulso y del pórstico posterior coincidan.

A continuación hay que fijar el nivel mínimo de la señal de vídeo restaurada a nivel cero de tensión. Para ello se monitoriza la señal de salida del EL2090C por el pin 13 y se regula el POT 1 hasta que el ISH (nivel de ultranegro) se sitúe en dicho nivel.

El siguiente paso en el ajuste del circuito será comprobar que tanto el VCO del modulador de audio, como del VCO del modulador de Vídeo y el del demodulador de vídeo, tienen fijada la frecuencia de oscilación libre correctamente, esto es 10.7, 28.6 y 28.6 MHz, respectivamente. Para ello usaremos un analizador de espectro y observaremos la salida correspondiente.

En el demodulador de audio, se regulará el POT 1 hasta ajustar una amplitud pequeña de la señal de entrada, para tener de esta forma un índice de modulación bajo. Con el POT 2 fijaremos un nivel medio de amplitud de la portadora, que se irá subiendo según el nivel de audio recibido en el receptor.

Con el POT 1 del bloque Sumador y el POT 1 del bloque Modulador de Vídeo, se ajustará la ganancia total de la señal que atacará al driver de emisión. Se deberá partir de valores medios e ir aumentándolos o disminuyéndolos en función de la calidad de imagen recibida.

El POT 1 del bloque Demodulador de Vídeo tiene un pequeño rango en el que la imagen se recibe correctamente. Variándolo, se buscará dicha posición y se dejará fijo en el resto del ajuste.

Con el POT 1 del bloque Amplificador de Audio se regulará el nivel de potencia de la señal de salida de audio.

4. MEDIDAS EXPERIMENTALES.

4.1. Medidas temporales.

En la figura 4.1 se muestra la captura de la señal de vídeo a la salida de la videocámara en el momento correspondiente al impulso de sincronismo horizontal.

En la gráfica pueden observarse los pórtricos anteriores y posteriores al ISH, así como la salva de la subportadora de color (véase 7.9.,pág 124), situada sobre el pórtrico posterior.

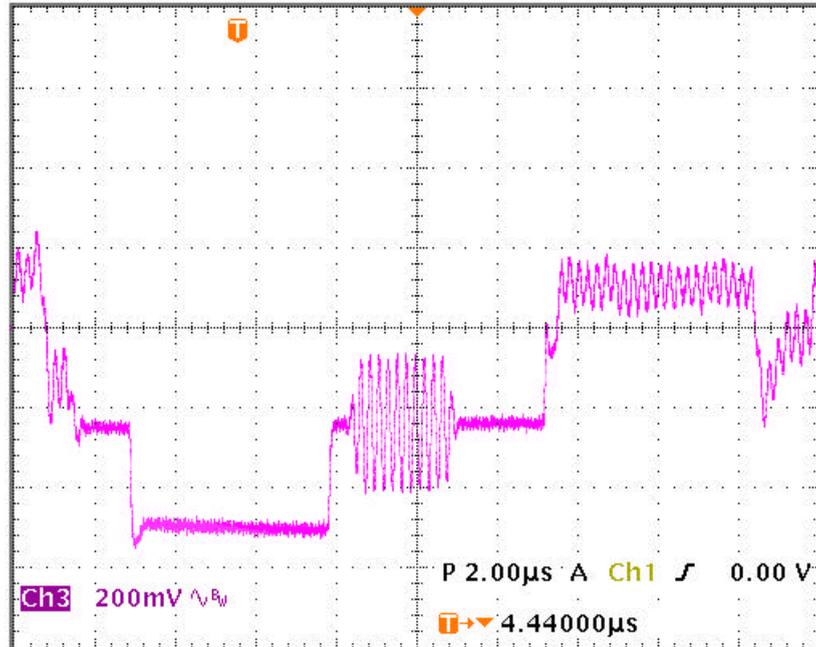


Figura 4.1

En la figura 4.2 se ha capturado la entrada al circuito de restauración del nivel de continua y la salida de éste. En violeta está representada la entrada y en verde la salida.

Puede observarse que la señal de entrada tiene nivel de continua nulo, mientras que la de salida presenta todos los ISH a un nivel de tensión de 0 Voltios. Además, ésta última tiene un nivel pico a pico doble de aquélla, debido a la amplificación que sufre la señal en el bloque de restauración de continua.

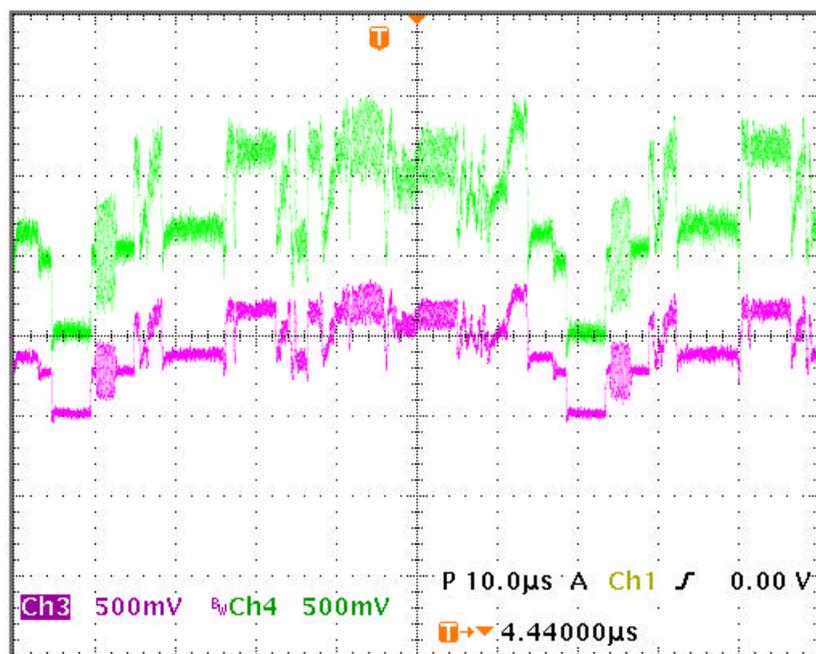


Figura 4.2

Por último, se presenta en la figura 4.3 la señal de vídeo a la entrada del bloque restaurador de continua (representado en violeta), y a la salida del demodulador de vídeo (representado en verde).

Puede observarse que la señal a la salida del demodulador de vídeo se ha atenuado respecto a la de entrada al restaurador de continua. Para solucionar esto, se amplifica en el bloque Amplificador de Vídeo, situado a continuación del Demodulador de Vídeo.

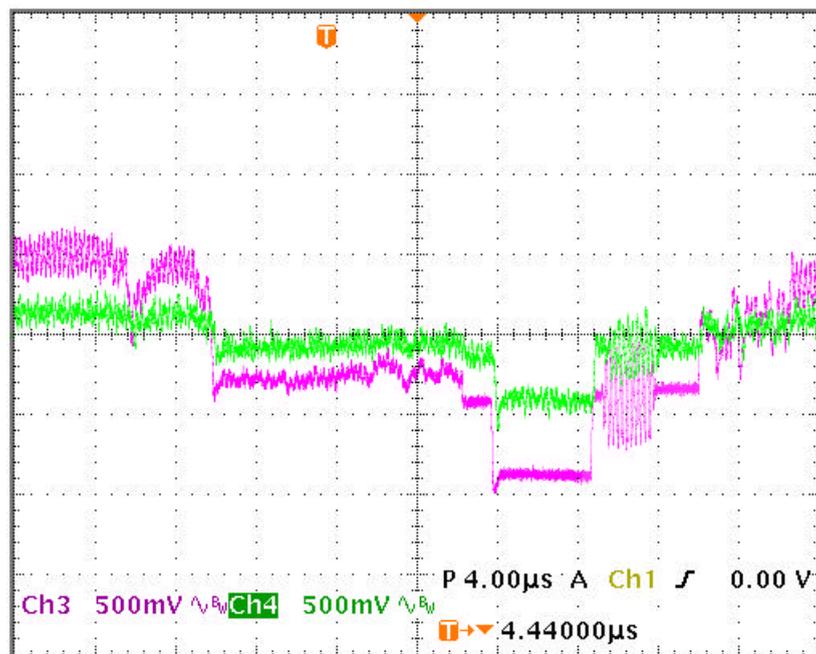


Figura 4.3

4.2. Medidas espectrales.

En la figura 4.4 se presenta el espectro de una señal de vídeo compuesto en banda base, esto es, la salida de la videocámara. En ella puede apreciarse claramente, la subportadora de color, de frecuencia 4.43 MHz (véase 7.5., pág. 100). El ancho de banda de dicha señal de vídeo es de 5 MHz.

La figura 4.5 corresponde al espectro de la señal de salida del modulador de audio, en ausencia de modulación. Se puede apreciar la portadora de 10.7 Mhz. El hecho de que en la medida aparezca a 10.836 Mhz puede atribuirse a errores de medida, así como a que la frecuencia de la portadora es regulable por medio de un trimmer, y para alcanzar la mejor calidad de audio, se realizan desplazamientos respecto de la frecuencia nominal de 10.7 Mhz.

Por último, en la figura 4.6 se muestra el espectro de la señal de salida del modulador de vídeo, con las señales de audio y vídeo activas. Se puede apreciar la portadora principal del sistema, de 28.6 Mhz. Al igual que en la gráfica anterior, el hecho de que en la medida aparezca a 28.402 Mhz se debe a errores de medida y a los ajustes realizados en la frecuencia de la portadora.

A ambos lados de la portadora de 28.6 Mhz, pueden observarse unas componentes de frecuencia que corresponden a armónicos generados por el NE564. Si en este sistema se multiplexaran varios canales, sería necesario incorporar un filtro paso de banda para eliminar dichos armónicos.

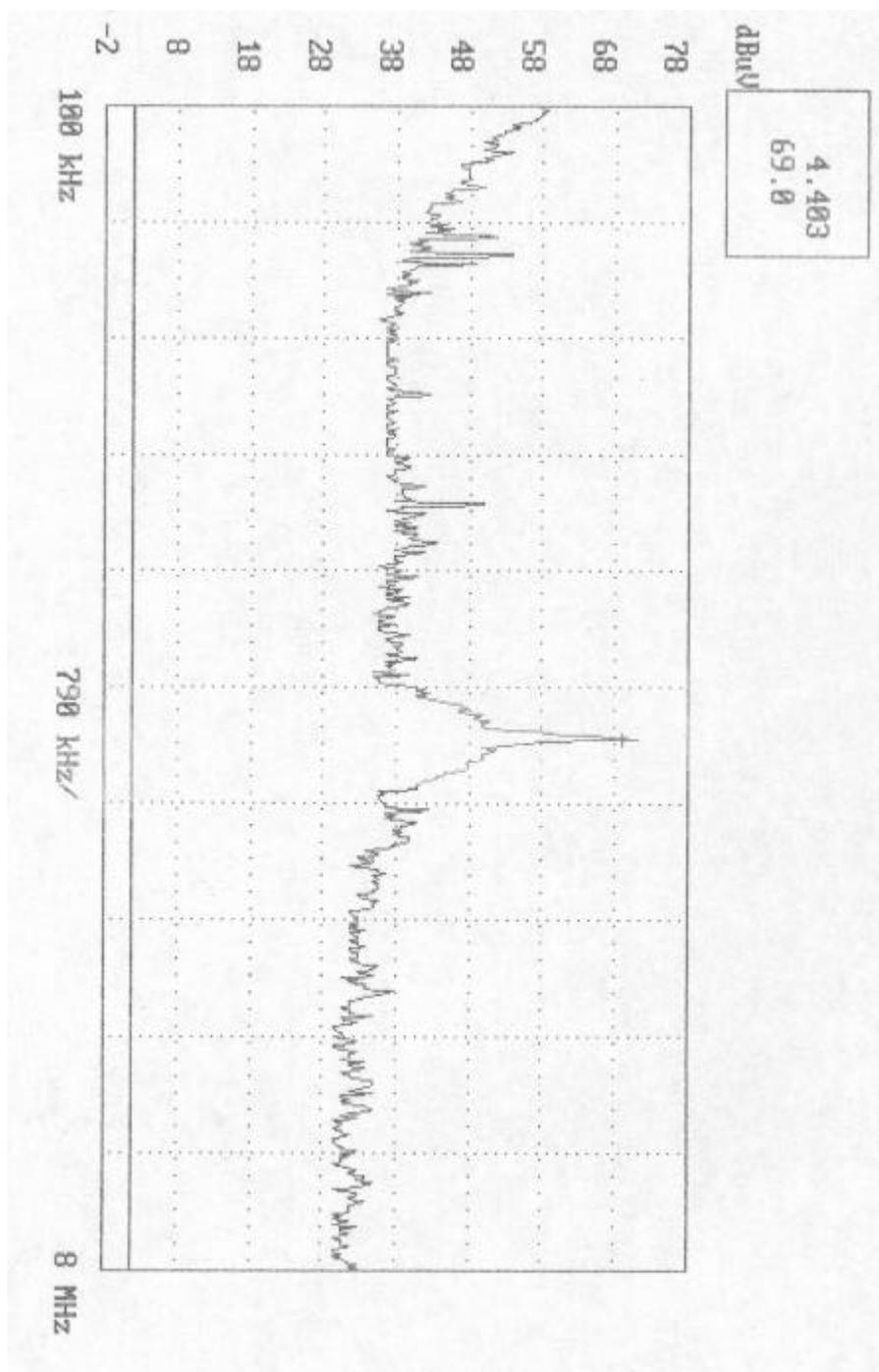


Figura 4.4

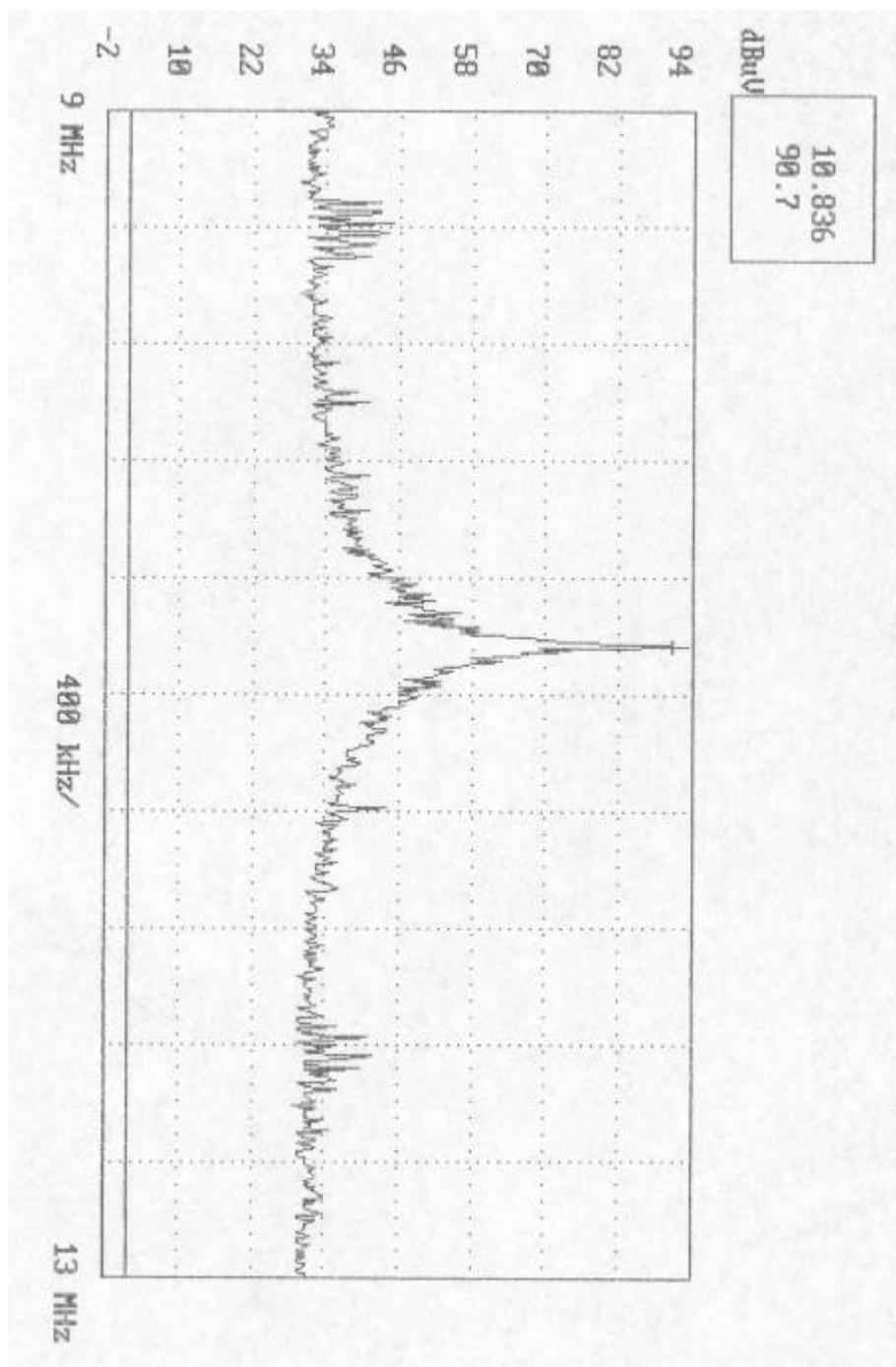


Figura 4.5

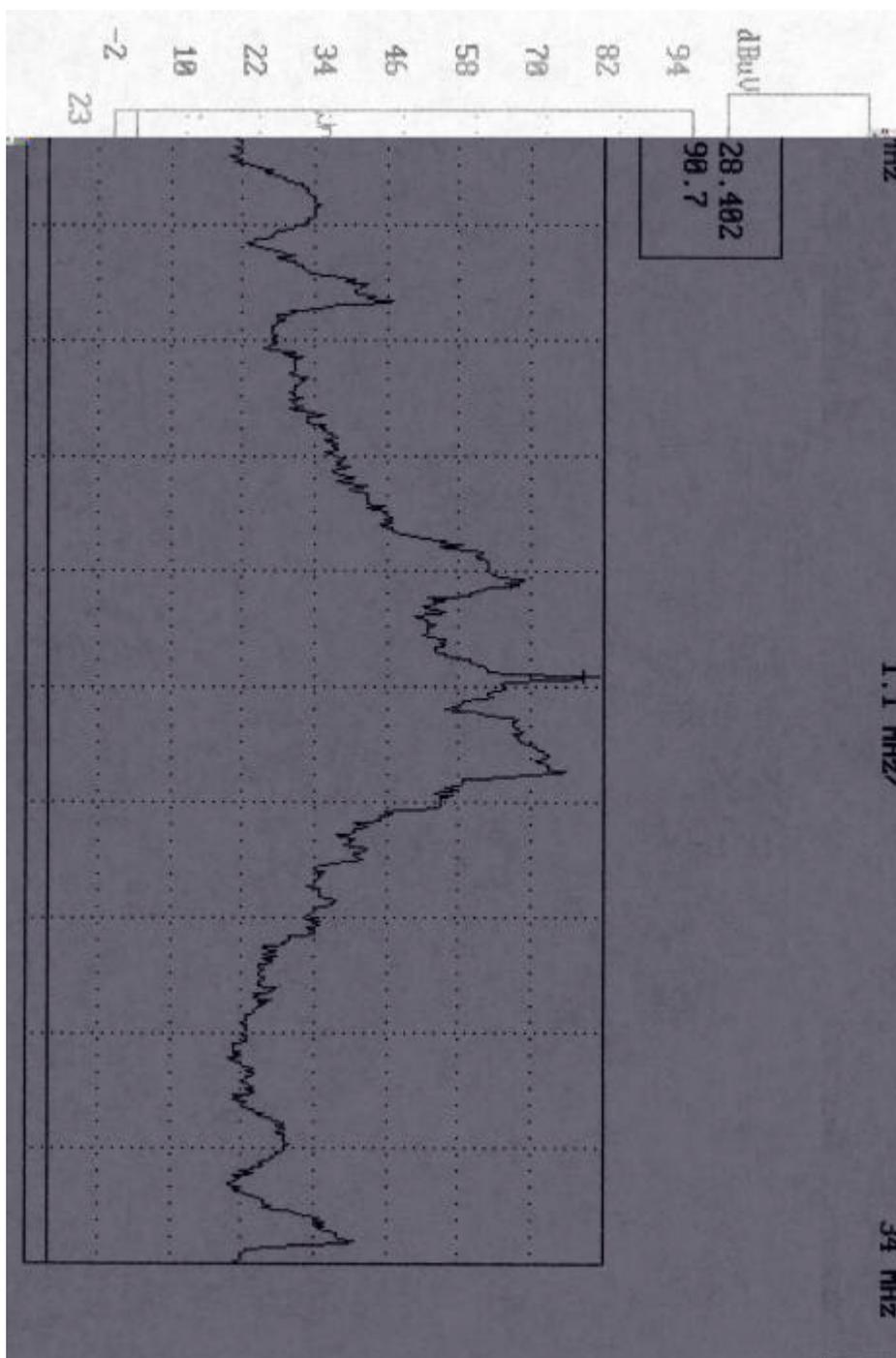


Figura 4.6

5. PRESUPUESTO.

El presupuesto se presenta desglosado en Emisor y Receptor y dentro de éstos, separado para cada bloque con un apartado al final para los elementos comunes a cada una de las placas definitivas.

5.1. Emisor.

5.1.1. Restaurador de Continua.

- RESISTENCIA 56Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 75Ω 1%	2	0.02	0.04
- RESISTENCIA 100Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 221Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 301Ω 1%	2	0.02	0.04
- RESISTENCIA 1KΩ 1%	2	0.02	0.04
- RES. METALICA 1K1 1%	2	0.03	0.03
- RESISTENCIA 1K82 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 4K7 5%	1	0.012	0.01
- RES. METALICA 6K8 1%	2	0.03	0.03
- RESISTENCIA 10KΩ 1%	2	0.02	0.04
- CONDENS. CERAM. 33pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. CERAM. 39pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. CERAM. 47pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. CERAM. 100pF	1	0.042	0.04
- CONDENS. CERAM. 820pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. CERAM. 100nF	2	0.037	0.07

- CONDENS. PLASTICO 100nF	5	0.05	0.25
- CONDENS. TANT. 4.7 μ F 35V	5	0.288	1.44
- POTENCIOMETRO 10K Ω	1	0.77	0.77
- POTENCIOMETRO 1M Ω	1	0.619	0.62
- EL2090C	1	12.97	12.97
- EL4581C	1	4.97	4.97
- ZOCALO DIP-8	1	0.072	0.07
- ZOCALO DIP-14	1	0.126	0.13
- INDUCTANCIA VK200	1	0.1	0.1
- INDUCTANCIA 4.7mH	1	0.3	0.3
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	2	0.322	0.64

<i>Subtotal Restaurador de Continua :</i>	22.8 Euros
---	-------------------

5.1.2. Modulador de Audio:

- RESISTENCIA 825 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 1K Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 8K25 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 10K Ω 1%	2	0.02	0.04
- RESISTENCIA 100K Ω 1%	1	0.02	0.02
- CONDENS. CERAM. 470pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. MICA 39pF	1	0.06	0.06
- CONDENS. MICA 470pF	1	0.06	0.06
- CONDENS. CERAM. 4.7nF	1	0.042	0.04
- CONDENS. PLASTICO 10nF	1	0.048	0.05
- CONDENS. PLASTICO 100nF	3	0.05	0.15
- CONDENS. CERAM. 100nF	1	0.037	0.04
- CONDENS. TANT. 4.7 μ F 35V	1	0.288	0.29
- COND. ELECTR. 4.7 μ F 63V	2	0.018	0.04

- TRIMMER 2.8 – 12.5 pF	1	0.6	0.6
- POTENCIOMETRO 1K Ω	2	0.607	1.21
- NE564D	1	1.91	1.91
- TRANSISTOR 2N3904	1	0.03	0.03
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	1	0.322	0.32

<i>Subtotal Modulador de Audio :</i>	4.91 Euros
--------------------------------------	-------------------

5.1.3. Sumador:

- RESISTENCIA 75 Ω 1%	2	0.02	0.04
- RESISTENCIA 475 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 562 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 634 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 1K Ω 1%	4	0.02	0.08
- CONDENS. CERAM. 68pF	1	0.036	0.04
- CONDENS. CERAM. 470pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. MICA 470pF	2	0.06	0.12
- CONDENS. PLASTICO 100nF	2	0.05	0.1
- COND. ELECTR. 10 μ F 25V	2	0.02	0.04
- POTENCIOMETRO 10K Ω	1	0.77	0.77
- NE592	1	0.72	0.72
- DIODO 1N4148	3	0.03	0.03
- ZOCALO DIP-14	1	0.126	0.13
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	1	0.322	0.32

<i>Subtotal Sumador :</i>	2.48 Euros
---------------------------	-------------------

5.1.4. Modulador de Vídeo:

- RESISTENCIA 100Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 475Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 1KΩ 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 2K1 1%	1	0.02	0.02
- CONDENS. CERAM. 10pF	1	0.03	0.03
- CONDENS. CERAM. 1.2nF	1	0.03	0.03
- CONDENS. PLASTICO 10nF	1	0.048	0.05
- CONDENS. PLASTICO 100nF	2	0.05	0.1
- CONDENS. PLASTICO 1μF	1	0.41	0.41
- TRIMMER	2	0.6	1.2
- POTENCIOMETRO 10KΩ	1	0.77	0.77
- NE564D	1	1.91	1.91
- IND. CHOQUE 2368 47μH	1	0.322	0.32

Subtotal Modulador de Vídeo :	4.9 Euros
--------------------------------------	------------------

5.1.5. Driver de Emisión:

- RESISTENCIA 12Ω1 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 33Ω2 1%	3	0.02	0.06
- RESISTENCIA 121Ω 1%	1	0.02	0.02
- CONDENS. CERAM. 180pF	1	0.036	0.04
- CONDENS. PLASTICO 100nF	1	0.05	0.05
- COND. ELECTR. 4.7μF 63V	1	0.018	0.02
- 74HCT00	1	0.28	0.28
- ZOCALO DIP-14	1	0.126	0.13
- IND. CHOQUE 2368 47μH	1	0.322	0.32

Subtotal Driver de Emisión :	0.94 Euros
-------------------------------------	-------------------

5.1.6. Generales:

- REGULADOR MC7805CP	4	0.17	0.68
- REGULADOR MC7905CP	1	0.186	0.19
- COND. ELECTR. 470µF 16V	2	0.048	0.1
- BORNA 3 CONECTORES	1	0.222	0.22
- BORNA 2 CONECTORES	2	0.14	0.28
- RADIADOR	3	0.108	0.32
- CAJA ALUMINIO	1	9.123	9.12
- BATERIA 2 A·h 12 V	2	11.3	22.6
- CONECTOR RCA NEGRO	1	0.07	0.07
- CONECTOR RCA ROJO	1	0.12	0.12
- INTERRUPTOR	1	0.294	0.3
- BOLSA TORNILLO 25 U	1	0.252	0.25
- CABLE RGB75	1	0.361	0.36

<i>Subtotal Generales :</i>	34.61 Euros
-----------------------------	--------------------

TOTAL EMISOR:	70.64 <u>Euros</u>
----------------------	---------------------------

5.2. Receptor.

5.2.1. Demodulador de Vídeo:

- RESISTENCIA 33 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 200 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 475 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 1K Ω 1%	2	0.02	0.04
- CONDENS. CERAM. 39pF	2	0.03	0.06
- CONDENS. PLASTICO 10nF	5	0.048	0.24
- CONDENS. PLASTICO 100nF	2	0.05	0.1
- CONDENS. PLASTICO 470nF	1	0.108	0.11
- CONDENS. PLASTICO 1 μ F	1	0.186	0.19
- POTENCIOMETRO 10K Ω	1	0.77	0.77
- NE564D	1	1.91	1.91
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	1	0.322	0.32

<i>Subtotal Demodulador de Vídeo :</i>	3.8 Euros
--	------------------

5.2.2. Amplificador de Vídeo:

- RESISTENCIA 100 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 200 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 432 Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 1K Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 2K Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 121K Ω 1%	1	0.02	0.02
- CONDENS. CERAM. 1pF	1	0.036	0.04
- CONDENS. CERAM. 1nF	4	0.042	0.17

- CONDENS. PLASTICO 10nF	1	0.048	0.05
- COND. ELECTR. 47 μ F 25V	1	0.024	0.02
- NE5539	1	2.19	2.19
- ZOCALO DIP-14	1	0.126	0.13
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	2	0.322	0.64

<i>Subtotal Amplificador de Vídeo :</i>	3.36 Euros
---	-------------------

5.2.3. Demodulador de Audio:

- RESISTENCIA 100 Ω 1%	2	0.02	0.04
- RESISTENCIA 332 Ω 1%	2	0.02	0.04
- CONDENS. CERAM. 1pF	1	0.036	0.04
- CONDENS. CERAM. 150pF	1	0.048	0.05
- CONDENS. CERAM. 180pF	1	0.036	0.04
- CONDENS. PLASTICO 10nF	1	0.048	0.05
- CONDENS. PLASTICO 100nF	6	0.05	0.3
- CONDENS. PLASTICO 1 μ F	1	0.186	0.19
- SA615	1	5.07	5.07
- IND. CHOQUE 2368 47 μ H	2	0.322	0.64

<i>Subtotal Demodulador de Audio :</i>	6.46 Euros
--	-------------------

5.2.4. Amplificador de Audio:

- RESISTENCIA 1Ω 1%	1	0.02	0.02
- RESISTENCIA 4K7 5%	1	0.012	0.01
- RESISTENCIA 100K 1%	3	0.02	0.06
- RESISTENCIA 150K 1%	1	0.02	0.02
- CONDENS. PLASTICO 1nF	1	0.042	0.04
- CONDENS. PLASTICO 100nF	1	0.05	0.05
- CONDENS. PLASTICO 220nF	1	0.072	0.07
- CONDENS. PLASTICO 270nF	1	0.084	0.08
- COND. ELECTR. 1μF 100V	1	0.018	0.02
- COND. ELECTR. 2.2μF 63V	1	0.017	0.02
- COND. ELECTR. 22μF 63V	1	0.028	0.03
- COND. ELECTR. 100μF 25V	1	0.03	0.03
- COND. ELECTR. 2200μF 16V	2	0.18	0.36
- POTENCIOMETRO 20KΩ	1	0.769	0.77
- AMPLIFICADOR TDA2030	1	0.92	0.92
- DIODO 1N4007	2	0.024	0.05
- IND. CHOQUE 2368 47μH	1	0.322	0.32

<i>Subtotal Amplificador de Audio :</i>			
---	--	--	--

			2.87 Euros
--	--	--	-------------------

5.2.5. Generales:

- ALTAVOZ ½" 8Ω-0.5W	1	0.601	0.6
- REGULADOR MC7805CP	1	0.17	0.17
- REGULADOR MC7806CP	2	0.216	0.43
- REGULADOR MC7808CP	2	0.168	0.34
- REGULADOR MC7809CP	1	0.186	0.19
- REGULADOR MC7909CP	1	0.198	0.2

- COND. ELECTR. 470 μ F 16V	2	0.048	0.1
- BORNA 3 CONECTORES	1	0.222	0.22
- BORNA 2 CONECTORES	3	0.14	0.42
- RADIADOR	5	0.108	0.54
- CAJA ALUMINIO	1	9.123	9.12
- BATERIA 2 A·h 12 V	2	11.3	22.6
- INTERRUPTOR	1	0.294	0.3
- CONECTOR JACK 3.5M	2	0.066	0.13
- CONECTOR RCA NEGRO	1	0.12	0.12

<i>Subtotal Generales :</i>	<i>35.48 Euros</i>
-----------------------------	---------------------------

TOTAL RECEPTOR:	<u>51.97 Euros</u>
------------------------	---------------------------

6. CONCLUSIONES.

En el sistema implementado en este proyecto se utiliza un solo canal de vídeo y audio con una sola portadora principal de 28.6 MHz. Partiendo de este esquema, resulta sencillo implementar un sistema de multiplexación en frecuencia de varios canales, utilizando diferentes portadoras.

Para realizar esto, un primer paso sería añadir filtros Paso de Banda a la salida de cada modulador principal sintonizados a la frecuencia de ese canal. De esta forma se eliminarían los armónicos generados por el VCO del modulador.

Antes de atacar al driver de emisión de la fibra óptica, habría que efectuar la suma de todos los canales. Esta función la realizaría un nuevo bloque no presente en el sistema aquí descrito, cuyo núcleo podría ser un amplificador de alta frecuencia.

En el receptor, mediante filtros Paso de Banda sintonizados a la frecuencia correspondiente de cada canal, se separarían los distintos canales atacando, posteriormente, al demodulador de vídeo del canal que corresponda.

El fotodetector PIN usado en este sistema tiene un ancho de banda de 125 MHz. El fotodiodo LED usado para la transmisión también presenta un ancho de banda del mismo orden. En los sistemas CATV comerciales se trabaja en la segunda y tercera ventanas de transmisión. Para ello se usa un LASER y fibra monomodo. Este conjunto presenta menores pérdidas en la transmisión de la señal luminosa con lo que se consiguen, a igual potencia, distancias mucho mayores así como mayores anchos de banda.

Cabe destacar en la realización del Proyecto la importancia de la realización de los bloques prototipos. Atacando el problema global por partes, se pudo ver que cada bloque se comportaba de la forma esperada, tanto aislado como conectado a otros bloques. Así, y

bloque por bloque, se fueron completando el emisor y el receptor. Una vez que todo el conjunto formado por los bloques prototipos funcionó, se procedió a la realización de las placas definitivas de emisor y receptor.

Como posible mejora al sistema, cabría destacar la utilización de un PLL a 10.7 MHz para la demodulación de audio en lugar del demodulador usado en este sistema, que se encuentra fijado a 10.7 MHz.

7. APÉNDICE DE VÍDEO COMPUESTO.

7.1. Introducción al sistema PAL.

El sistema de Televisión usado en nuestro sistema de vídeo es el sistema PAL (Phase Alternation Line). Este sistema de Televisión en color fue desarrollado en los Laboratorios de Telefunken por el Dr. Walter Bruch, en Hannover. El sistema PAL surgió a partir del sistema americano NTSC con la idea de reducir los problemas que éste último presentaba. Se adoptó inicialmente en la República Federal de Alemania y el Reino Unido, extendiéndose posteriormente por la mayoría de países europeos (a excepción de Francia que desarrolló el sistema SECAM). En América únicamente Argentina, Brasil, Paraguay y Uruguay adoptaron el sistema PAL. En concreto, en España se adoptó en el año 1973.

En dicho sistema se transmiten veinticinco imágenes (también llamadas cuadros) por segundo, estando compuesta cada imagen de 625 líneas. Esto nos da un tiempo de duración de cuadro de 40 msg. y una frecuencia de línea de 15625 Hz. El periodo de línea será, por tanto, de 64 microsegundos.

El método de exploración de imágenes utilizado en el sistema PAL es el denominado entrelazado. Con este método, cada cuadro (o imagen) se divide en dos campos (o semiimágenes), de manera que al capturar la imagen, primero se exploran las líneas 1, 3, 5, 7, 9 ... y a continuación se exploran las que antes habían quedado sin explorar, es decir, las 2, 4, 6, 8, 10 ... De esta forma, tenemos dos semiimágenes o campos por cada cuadro, lo que nos da una frecuencia de 50 campos por segundo. La duración de un campo será entonces de 20 msg. La necesidad de utilizar exploración entrelazada, proviene del hecho de que para una determinada frecuencia de cuadro, si el brillo de la imagen es grande, la sensación de parpadeo (flicker) es mayor que si la imagen tiene un brillo menor. Si se mantuviera entonces la frecuencia de 25 cuadros por segundo, el brillo

máximo para que no se apreciara parpadeo sería muy pequeño, y apenas se verían las imágenes en un televisor. Sin embargo, al proyectar 50 semiimágenes por segundo, el brillo permitido es mucho mayor, ya que sigue una ley logarítmica conocida como Ley de Ferry-Porter, según la cual si B es el brillo medido en foot-lamberts y f_c la frecuencia de cuadro, la relación entre ambas es $f_c = 37 + 12,6 \log B$. Como la separación en distancia entre líneas es muy pequeña, el ojo humano no es capaz de diferenciar las dos semiimágenes entre sí, por lo que aunque la segunda semiimagen se ha dibujado en una posición ligeramente inferior a la primera, da la impresión de que se ha dibujado prácticamente encima, lo que le induce a ser engañado y aprecia como si fuesen 50 imágenes por segundo.

7.2. Sincronismo.

7.2.1. Horizontal.

Una parte de la señal de video compuesto tan importante como la propia señal de vídeo es la señal de sincronismo. La misión del impulso de sincronismo horizontal (ISH) es indicar al receptor el fin de una línea, esto es, hacer que coincidan el final de cada línea tanto en la cámara que ha capturado la imagen como en la televisión que la representa. La señal de sincronismo se encuentra multiplexada en el tiempo con la señal de vídeo, de forma que de los 64 microsegundos que dura una línea, se sacrifican 12 para el sincronismo.

La señal de sincronismo debe ser totalmente diferente de la señal de video, ya que el receptor no debe tener ninguna duda en identificar cada una de ellas, puesto que en caso contrario podría equivocarse. La señal de video estará comprendida siempre entre dos niveles, el nivel de negro, que corresponde a total oscuridad, y el de blanco máximo, que corresponde a la máxima salida de la cámara. Entonces los impulsos de sincronismo se introducirán con niveles de tensión diferentes, estando colocados con unos niveles por

encima del nivel de negro, por lo que se le conoce a veces como nivel de ultranegro. En la figura 7.1 se observan las tres partes diferenciadas del impulso de sincronismo de línea.

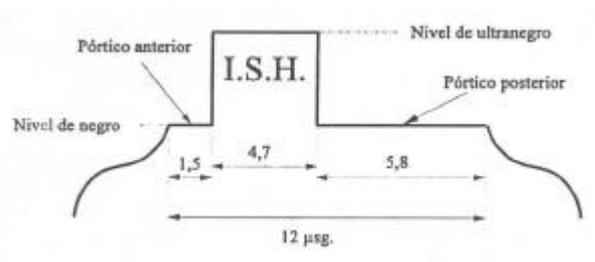


Figura 7.1

a) Pértico anterior del impulso de sincronismo horizontal, de 1.5 microsegundos. Su misión es forzar que todas las líneas acaben en el nivel de negro, para que no haya problema al detectar el flanco inicial del impulso de sincronismo horizontal cuando una línea acabe en un nivel diferente al de negro, ya que la transición sería más abrupta y se detectaría dicho flanco con un retraso.

b) El propio impulso de sincronismo horizontal, de duración 4.7 microsegundos. La información fundamental se encuentra en el primer flanco, que puede ser de subida o de bajada si la señal se encuentra invertida. Este flanco se denomina instante 0 de la línea y sirve de referencia para la misma.

c) Pértico posterior del impulso de sincronismo horizontal, de 5.8 microsegundos de duración. Una misión importante de este pértico será, como se verá más adelante, llevar la salva de la portadora de color. Otra misión de este pértico posterior es permitir la estabilización del diente de sierra que provoca el barrido horizontal en la pantalla, ya que tras el primer flanco del ISH ha comenzado un nuevo ciclo de dicho barrido horizontal, es decir, una nueva línea.

7.2.2. Vertical.

Además del impulso de sincronismo horizontal (ISH), existe un impulso de sincronismo vertical (ISV) al finalizar cada uno de los campos de la imagen y cuya misión es indicar cuál es la última línea del campo en cuestión. Dicho impulso es completamente diferente del ISH, teniendo una duración de 160 microsegundos, lo que equivale a dos líneas y media. Al igual que el ISH, el ISV se sitúa en el nivel de ultranegro, de forma que pueda ser diferenciado de la señal de vídeo. En la figura 7.2 puede observarse la forma del ISV.

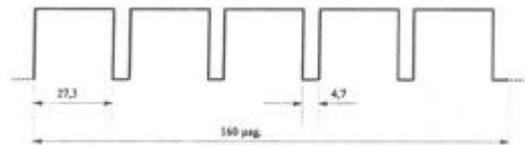


Figura 7.2

El hecho de que se mantengan los ISH durante el ISV es debido a que en realidad los receptores generan internamente los ISH, de forma que están continuamente comparando éstos con los que están llegando, y si no coinciden, varían la frecuencia de generación de estos ISH locales. En algunos receptores, estos circuitos de generación de ISH podrían desengancharse durante el ISV y esa es la razón de que se mantengan. La separación de media línea entre los ISH sirve para evitar tener dos ISV distintos (uno para cada campo) ya que el ISV se introduce cada 312,5 líneas y en un campo se encuentra desplazado media línea respecto de la situación que ocupa en el siguiente campo. Esto es, en un campo sólo serían necesario los ISH primero y tercero y en el otro, el segundo y el cuarto. Para homogeneizar el ISV, se introducen cada media línea. Estos ISH introducidos en el ISV no afectan a la detección de éste último, ya que el instante en el cual se produce el pulso de sincronismo vertical se obtiene cuando el nivel obtenido al integrar el ISV alcanza un determinado valor umbral. Al ser muy estrechos los ISH, no provocan apenas respuesta en la salida del integrador. Esto puede verse en la figura 7.3.

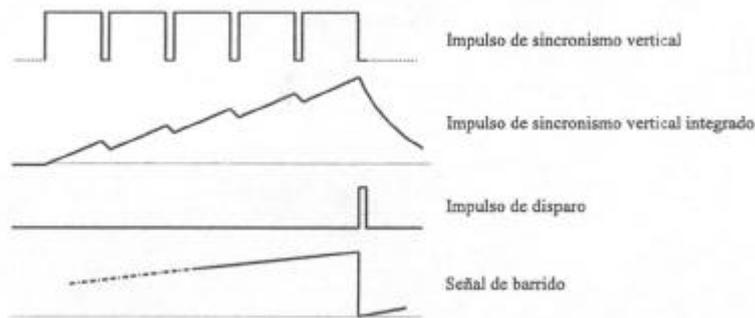


Figura 7.3

7.2.3. Impulsos de Igualación.

Según se ha dicho en el párrafo anterior, debido a que cada 312,5 impulsos ISH se coloca un ISV, en un campo coincidirían en el tiempo los dos impulsos y en el otro campo vendría el ISV al cabo de media línea después del último ISH. Si esto fuera simplemente así, en un campo el integrador del ISV partiría con una carga inicial algo mayor que en el otro campo, puesto que el último impulso ISH en un campo se encuentra más distante que en el otro. Puede observarse lo expuesto en la figura 7.4.

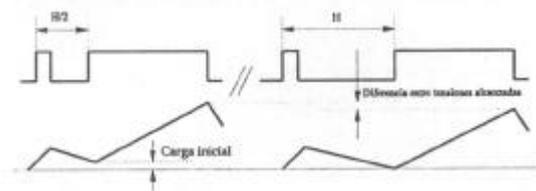


Figura 7.4

Esto provocaría que los disparos de llegada de un ISV no se produjeran periódicamente cada 20 msg. (duración de cada campo) con lo que el entrelazado de ambos campos no sería perfecto, traduciéndose esto en una gran pérdida de resolución vertical. Para evitar esto, hay un espacio grande de tiempo entre el último ISH y el ISV en ambos campos, de forma que al llegar el ISV la carga del integrador sea prácticamente la misma para cada campo. Lo ideal sería no transmitir impulsos de ningún tipo en este espacio de tiempo, pero ya vimos anteriormente la necesidad de seguir transmitiendo los ISH para evitar que se desenganchen los circuitos de generación local de éstos. Por eso, a continuación del último ISH existen cinco impulsos llamados Impulsos de Igualación Anteriores. Estos impulsos son de duración la mitad de un ISH (para que no afecten al integrador del ISV) y se encuentran separados entre sí el tiempo correspondiente a media línea, por la misma razón expuesta anteriormente para las hendiduras del ISV, ya que para el sincronismo horizontal en el primer campo serán utilizados unos impulsos y en el segundo campo se utilizarán los impulsos que no se utilizaron en el primer campo. La situación para cada campo puede verse en la figura 7.5 donde también se ha representado la salida del integrador del ISV para cada campo.

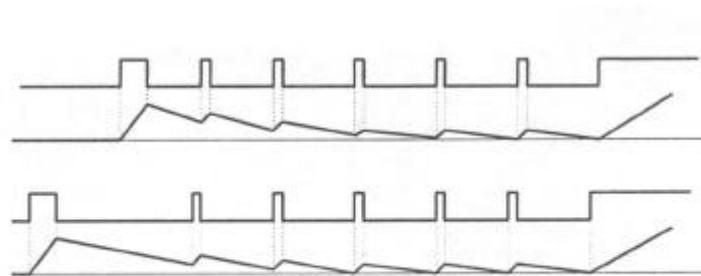


Figura 7.5

Con estos impulsos igualadores, al llegar el ISV la salida del integrador será prácticamente la misma para ambos campos, ya que ha tenido tiempo para descargarse.

Tras el ISV se colocan otros 5 impulsos llamados Impulsos de Igualación Posteriores. Esto se hace por dos razones: la primera es que si no estuvieran, tras el ISV en uno de los campos habría que colocar inmediatamente después el primer ISH, y media línea después del ISV en el otro campo. De esta forma las salidas del integrador en ambos casos serían distintas, hecho que, aunque menos relevante que el sucedido antes del ISV si no estuvieran los impulsos de igualación anteriores, debe evitarse. La segunda razón es que con estos impulsos de igualación posteriores, el impulso de sincronismo vertical visto en conjunto con los impulsos igualadores, es simétrico respecto al centro del ISV, y por tanto es más fácil de generar. Puede entonces considerarse el conjunto como siete líneas y media con impulsos igualadores de forma que la parte central formada por dos líneas y media se sustituye por el impulso de sincronismo vertical.

Para concluir con el final de un campo, todavía queda por considerar otro espacio de tiempo antes de comenzar a introducir vídeo tras los impulsos de igualación posteriores. La misión de este espacio de tiempo es, al igual que pasaba con el diente de sierra del barrido horizontal, permitir que el diente de sierra del barrido vertical se haya estabilizado para poder comenzar a dibujar la primera línea. La duración de este periodo de tiempo es de 17,5 líneas que se transmiten en negro. Si sumamos estas 17,5 líneas con las 7,5 líneas dedicadas a los impulsos de igualación y al propio ISV dan un total de 25 líneas por campo que no llevan información de vídeo. Como hay dos campos, son 50 líneas las que no transportan vídeo, con lo que de las 625 líneas que tiene cada cuadro, sólo 575 llevan en realidad información de vídeo y son las que se dibujarán en la pantalla del receptor. En la actualidad no se desaprovechan completamente estas 17,5 líneas que no contienen información de vídeo ya que, aunque no lleven información de imagen, llevan otro tipo de informaciones, como teletexto, código identificativo de la emisora o informaciones utilizadas para el control de la calidad de la señal recibida.

7.3. Corrección de Gamma.

Las cámaras que generan las señales de video son bastante lineales, de forma que la relación entre la tensión de salida de la cámara y el brillo que sobre ella ha incidido varían proporcionalmente. Esto quiere decir que si a dos puntos que tienen un contraste tal que el brillo de uno de ellos es doble que el brillo del otro, la señal de video que les corresponde a cada uno también se encuentra en la relación dos a uno.

Sin embargo, los tubos de imagen que se construyen en la actualidad en base a tubos de rayos catódicos, no gozan de esta propiedad, de forma que si en dos momentos diferentes reciben dos señales tales que una sea el doble de la otra, los brillos que originan sobre los fósforos de la pantalla no se encuentran en esa relación de duplicación de brillo, por lo que los contrastes que se obtengan con estos tubos no serán los correctos.



Figura 7.6

Si el sistema de televisión fuese monocromo y solo existiese la señal de luminancia, la situación sería la que se refleja en la figura 7.6. Si no se tomasen medidas al respecto, la relación entre el brillo de salida y el de entrada no seguiría una relación lineal, sino que estaría regido por la ecuación:

$$B_s = K_1 \cdot [B_i]^\gamma$$

Esta pérdida de proporcionalidad entre el brillo de la escena original y el de la escena reproducida se traduce en una diferencia entre los contrastes de ambas imágenes, no reproduciéndose la escena de forma adecuada.

Para mantener la linealidad en el conjunto total de la transmisión, se debe introducir en la cadena algún elemento que produzca unos efectos iguales y contrarios a los que se sabe va a introducir el tubo de imagen del monitor, a fin de corregir la deficiencia introducida por dicho tubo.

En principio puede pensarse que lo lógico sería colocar dicho elemento al lado del circuito que introduce el defecto, pero esto ocasionaría que en cada receptor de TV que utilice tubos de rayos catódicos como elemento visualizador, habría que colocar una red correctora.

Como esto sería muy costoso, se ha optado por introducir dicha red correctora al principio de la cadena, es decir, en la propia cámara. Aunque la cámara no es la causante del problema, se corrige en la cámara el error que se sabe va a introducir el tubo de imagen del receptor. La situación tal como se presenta en la realidad es la que puede apreciarse en la figura 7.7:

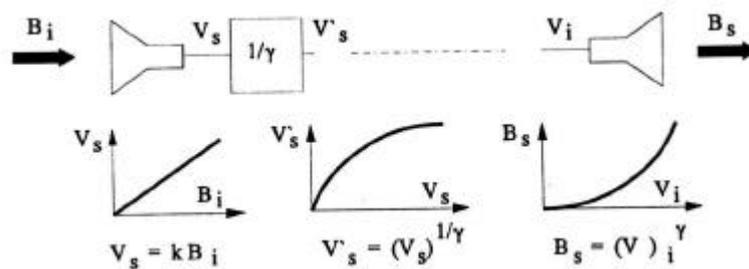


Figura 7.7

En los sistemas de televisión en color, en lugar de ser una, son tres las señales que se procesan, pero lo mismo que se ha explicado aquí deberá tenerse en cuenta para cada uno de los tres haces de exploración.

Las pantallas planas de cristal líquido no presentan las características de los tubos de imagen de rayos catódicos, por lo que en este tipo de receptores que no presentan ningún tipo de alinealidad, será necesario efectuar una nueva corrección para deshacer la corrección efectuada en la cámara. Cuando todas las pantallas de visualización sean lineales, se dejará de efectuar la llamada corrección de g en las cámaras de televisión.

El valor de g depende del tipo de tubo de rayos catódicos y no es el mismo para todos los tubos. Como la corrección se efectúa en la cámara, es necesario tomar un valor como estándar y se ha tomado el valor de 2.2 para los sistemas monocromos y 2.8 para los sistemas de color. Así viene especificado en la Normativa correspondiente para los sistemas de televisión, concretamente en el Informe 624 del CCIR, en el que únicamente hace referencia a los sistemas cromáticos que son lo que actualmente se encuentran en explotación, ya que los sistemas monocromos hace tiempo que dejaron de ser usados.

Estos circuitos correctores de g son unos circuitos un tanto especiales, puesto que el tratamiento que deben proporcionar no han de originarlo en función de la frecuencia, como es el caso de los filtros, sino en función de la amplitud de la señal de llegada. Lógicamente son circuitos no lineales, formados por diodos o por transistores trabajando fuera de la zona lineal.

7.4. Luminancia y crominancia.

7.4.1. Señales RGB.

Hasta ahora no se ha tenido en cuenta el color en todo lo dicho anteriormente, de forma que la información de vídeo que se ha estado manejando describía el brillo que había que representar en cada uno de los puntos de cada una de las líneas que componen cada cuadro. Esta señal recibe el nombre de Luminancia, y es la única necesaria para los receptores monocromos. La luminancia se representa con la letra Y.

En los sistemas de televisión en color se manejan tres señales, correspondientes a los tres colores primarios utilizados, esto es, rojo, verde y azul. Estas tres señales se representan por las letras R, G y B, respectivamente. Cualquier color se puede obtener combinando, con distintos pesos de ponderación, estos tres colores primarios. Cada punto de una imagen de televisión en color está formado por tres puntos, uno rojo, otro verde y otro azul, denominados luminóforos y cada uno de ellos excitado con un brillo diferente. En la cámara se exploran secuencialmente cada uno de los puntos de la escena y para cada uno de ellos se extraen los tres componentes del color presente en ese punto. Al llegar al receptor estas tres tensiones, se aplican a los tres cañones del tubo de imagen, de forma que cada uno de ellos provoca la excitación del luminóforo correspondiente, generando una intensidad luminosa proporcional al componente aplicado. El color visualizado por el ojo será intermedio entre los tres colores primarios, consiguiéndose de esta forma la obtención de las diferentes tonalidades cromáticas.

Si se enviaran estas tres señales R, G y B, no se respetaría la compatibilidad con los receptores monocromos, ya que éstos necesitan la señal de luminancia Y. La ecuación que expresa la luminancia en función de las señales R, G y B viene dada por: $Y = 0,3 R + 0,59 G + 0,11 B$.

Partiendo entonces del hecho de que hay que transmitir la señal de luminancia, se plantea la pregunta de qué otras señales transmitir junto con ella. Si se transmitieran además los tres componentes R, G y B, se estaría transmitiendo información redundante, ya que existe entre éstas y la luminancia, la relación expresada anteriormente. Se transmitirán entonces sólo dos de los tres componentes, y el tercero se obtendrá a partir de la citada relación.

Si se transmitieran, además de la señal Y, dos de los tres componentes RGB directamente, por ejemplo el R y el G, la matriz del codificador (que relaciona los componentes RGB con las señales que realmente se transmiten) sería:

$$\begin{aligned} S_1 &= 0.3R + 0.59G + 0.11B \\ S_2 &= R \\ S_3 &= G \end{aligned}$$

y expresado de forma matricial:

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.3 & 0.59 & 0.11 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix}$$

En el receptor, para recuperar los valores de los tres componentes, habría que implementar la matriz inversa de la anterior, esto es:

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 9.09 & -2.72 & -5.36 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

7.4.2. Señales diferencia de color.

Lo visto anteriormente funcionaría desde el punto de vista de respetar la compatibilidad directa y también funcionaría para los receptores de color, pero no funcionaría respetando la compatibilidad inversa, es decir, si un transmisor transmite una señal monocroma y se tiene un receptor de color. En este caso, el receptor implementaría la matriz vista anteriormente, pero la señal que le llega del transmisor, al suministrar éste una señal monocroma, únicamente estará formada por la señal de luminancia, de forma que las señales disponibles en el decodificador de color, serán la señal de luminancia por un lado y por otro lado necesariamente entenderá como señales nulas las otras dos señales que espera recibir, pero que no llegarán.

Las señales que el receptor entregará a los cañones del tubo de imagen tras la matriz decodificadora, serán:

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 9.09 & -2.72 & -5.36 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 9.09S_1 \end{pmatrix}$$

Puede observarse que sólo el cañón azul emitirá electrones, con lo que la imagen se verá azul y no se respeta la compatibilidad inversa. Se deduce entonces que no pueden transmitirse directamente dos de los componentes RGB con la señal de luminancia. Para respetar la compatibilidad inversa se ha de instrumentar el sistema de forma que para las imágenes monocromas, o para señales provenientes de transmisores en blanco y negro, las dos señales que acompañan a la luminancia han de ser cero, a fin de que el receptor de color no distinga entre esas dos situaciones y en ambos casos presente imágenes monocromas.

Así pues, para acompañar a la señal de luminancia han de buscarse dos señales que sean cero para los colores grises. Para estos colores, los valores de los componentes son iguales y además coincidentes con el valor de la luminancia, por lo que está claro que dos

señales que cumplen las condiciones que se han exigido, son dos señales que sean la diferencia entre alguno de los componentes y la luminancia.

La solución elegida para transmitir una señal de Televisión en Color es la de enviar por un lado la señal de luminancia y por otro lado dos señales denominadas diferencia de color, pudiéndose elegir entre las tres señales disponibles posibles, a saber cualquiera de las tres siguientes: (R-Y), (G-Y) o (B-Y).

Las señales elegidas para ser enviadas son (R-Y) y (B-Y), por lo que definitivamente, las señales que se van a utilizar para identificar completamente a una señal de Televisión en Color son las tres señales siguientes:

$$\begin{aligned} S_1 &= Y \\ S_2 &= R - Y \\ S_3 &= B - Y \end{aligned}$$

Para obtener estas señales en la matriz del codificador, se puede obtener primero la señal Y y posteriormente mediante resta se pueden obtener las otras dos señales, tal como se indica en el circuito representado en la figura 7.8:

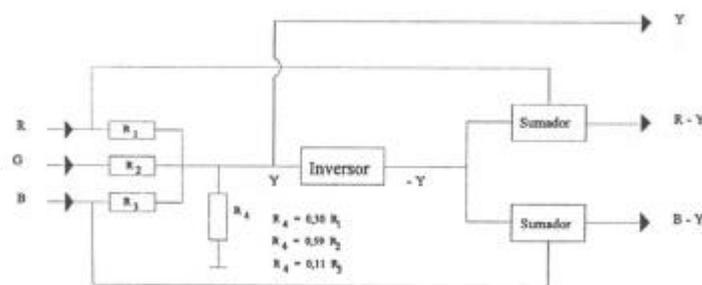


Figura 7.8

Esto es lo más normal, pero también podrían obtenerse las señales transmitidas obteniéndose directamente a través de los componentes, a partir de la ecuación matricial:

$$\begin{pmatrix} Y \\ (R - Y) \\ (B - Y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.3 & 0.59 & 0.11 \\ 0.7 & -0.59 & -0.11 \\ -0.3 & -0.59 & 0.89 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix}$$

Ambas formas de obtención de las señales a transmitir son idénticas, y únicamente difieren desde el punto de vista circuital, no desde el punto de vista conceptual.

En el extremo receptor la situación será similar. A la llegada de estas tres señales hay que obtener de nuevo los componentes del color y también se pueden hacer de dos formas diferentes. La primera de ellas y quizás la más intuitiva sería implementar la matriz inversa de la utilizada en la codificación, que despejándola de la matriz directa nos arroja el siguiente valor:

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -0.508 & -0.186 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Y \\ (R - Y) \\ (B - Y) \end{pmatrix}$$

La segunda forma posible de obtener la señal G, es a través de las señales R y B, obtenidas según la ecuación anterior. Una vez obtenidas las señales R y B, pueden utilizarse para obtener de ellas la señal G, ya que resultará más fácil.

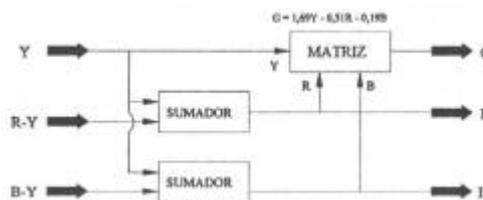


Figura 7.9

En efecto, de la ecuación de la señal de luminancia se puede despejar directamente el valor de la señal R, quedando la expresión:

$$Y = 0.3R + 0.59G + 0.11B$$
$$G = \frac{Y - 0.3R - 0.11B}{0.59} = 1.69Y - 0.51R - 0.19B$$

Esta última forma de conseguir la señal G es la que se he elegido para representarla circuitalmente en la figura 7.9, conjuntamente con la obtención de los otros dos componentes.

7.4.3. Compatibilidad.

En el caso de que se tenga un receptor monocromo y una señal de Televisión en color, únicamente se utilizará la señal de luminancia, haciendo caso omiso de las otras dos señales que llegan acompañándola.

Según se verá posteriormente, es necesario enviar estas dos señales diferencia de color de forma que no molesten a la señal de luminancia, o al menos de forma que sean transparentes para los receptores convencionales en blanco y negro, ya que estos receptores, para afirmar que se respeta la compatibilidad directa, no han de notar ninguna diferencia entre las dos situaciones distintas, la de recibir señal de un transmisor monocromo o recibirla de uno de color.

En el caso de la compatibilidad inversa, el receptor de color se dispone a recibir tres señales, pero como la señal que llega es únicamente la señal de luminancia, ha de suponer que las otras dos señales que está dispuesto a recibir y que no recibe, son nulas.

La situación se puede apreciar claramente observando la figura 7.10:

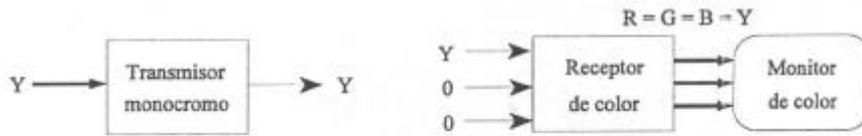


Figura 7.10

Teniendo en cuenta que en el receptor se efectúa la matrización de las señales según se ha explicado anteriormente, las señales de salida de la matriz se pueden calcular sin ningún tipo de problema y arrojan los valores:

$$\begin{pmatrix} R \\ G \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & -0.508 & -0.186 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Y \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y \\ Y \\ Y \end{pmatrix}$$

Visto así, los tres cañones del tubo de imagen del monitor de color se excitan con la misma señal y el color reproducido en la pantalla es el blanco, obteniéndose las distintas tonalidades de grises dependiendo del nivel que tenga en cada punto la señal Y.

7.4.4. Razón de eliminar la señal (G-Y) en la transmisión.

Según se ha visto, con dos señales diferencia de color y la señal de luminancia, es bastante para transmitir toda la información de una imagen cromática.

Como hay tres señales diferencia de color, una de ellas no se enviará y se ha elegido para ser eliminada la señal (G-Y). El motivo de esta elección es que para cualquier color

que se considere, el valor de (G-Y) es siempre menor o igual que las otras dos señales diferencias de color, como puede comprobarse si se escogen varios colores al azar. No hay ningún color que presente un valor mayor para la señal (G-Y) que para las otras dos señales diferencia de color.

Debido a esto, al ser la señal (G-Y) de un valor más pequeño que los otros dos valores, si se utilizase para ser transmitida, se empeoraría la relación señal/ruido, al enviar la misma información pero con unos valores de tensión más bajos.

Por otra parte y aunque es consecuencia directa de lo anterior, para obtener en el receptor la señal (G-Y) a partir de las otras dos señales es necesario efectuar la matrización:

$$G - Y = -0.186(B - Y) - 0.508(R - Y)$$

Esta matriz es muy sencilla, puesto que al ser los coeficientes menores que la unidad, hay que atenuar y sumar las señales recibidas, lo que puede hacerse con un circuito totalmente pasivo.

En cambio, si no se hubiese enviado la señal (R - Y), para recuperarla en el receptor a partir de las otras dos señales, se tendría que efectuar la matrización:

$$R - Y = -1.967(G - Y) - 0.367(B - Y)$$

Considerando la tercera posibilidad, la de recuperar la señal (B - Y) a partir de las otras dos señales diferencia de color, la matriz se regiría por la ecuación:

$$B - Y = -5.4(G - Y) - 2.7(R - Y)$$

Puede apreciarse que en ambos casos algún coeficiente es mayor que la unidad, por lo que sería necesario amplificar las señales antes de ser sumadas y la matriz incluiría elementos activos que complicarían el circuito y colaborarían a la introducción de ruido.

Por las razones expuestas anteriormente y puesto que alguna de las señales debe ser eliminada, se ha elegido a la señal (G – Y).

7.5. Modulación en cuadratura para la señal de crominancia.

Para el sistema PAL, las señales adicionales utilizadas reciben el nombre de U y V, y son las señales diferencia de color multiplicadas por unos coeficientes reductores:

$$V = 0.877(R - Y)$$

$$U = 0.493(B - Y)$$

A partir de estas señales diferencia de color, se forma una señal conjunta entre las dos y que consiste en una modulación en cuadratura sobre una frecuencia que se denomina subportadora de color. Se denominarán $S_1(t)$ y $S_2(t)$ a las señales moduladoras, que corresponden a las señales $U(t)$ y $V(t)$ del sistema PAL.

Para efectuar la modulación en cuadratura con estas dos señales, cada una de ellas modula en amplitud en doble banda lateral y con portadora suprimida a su correspondiente portadora, de forma que las dos portadoras tienen la misma frecuencia pero se encuentran desfasadas entre sí 90° , según el diagrama de bloques que se ha representado en la figura 7.11.



Figura 7.11

A la frecuencia portadora utilizada para esta modulación se la suele denominar frecuencia “subportadora de color”, para distinguirla de la portadora del canal donde posteriormente se montará todo el conjunto para ser radiodifundido.

Las señales implicadas en este proceso de modulación en cuadratura (también denominada QAM) son cuatro:

Señal subportadora de referencia (todas se comparan con ella):	$sen(\mathbf{w}_0 t)$
Señal subportadora adelantada 90°:	$cos(\mathbf{w}_0 t)$
Señal moduladora primera:	$S_1(t)$
Señal moduladora segunda:	$S_2(t)$

Como los moduladores balanceados (moduladores en amplitud con portadora suprimida), al ser estudiados en el dominio del tiempo efectúan el producto matemático instantáneo entre las dos señales, la salida del modulador en cuadratura tendrá por expresión:

$$V_s(t) = S_1(t)\cos(\mathbf{w}_0 t) + S_2(t)sen(\mathbf{w}_0 t)$$

Como las dos sinusoides que intervienen en la expresión de esta señal, aunque de distinta amplitud, tienen la misma frecuencia, según las propiedades trigonométricas pueden expresarse como una sola senoide.

En efecto, trabajando en el campo complejo, que es lo más cómodo para trabajar con sinusoides, los fasores de estas dos señales están representados en la figura 7.12:

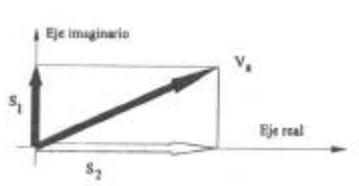


Figura 7.12

Al ser las dos señales de la misma frecuencia, puede establecerse un fasor para la suma y coincide con las sumas de los fasores de cada una de ellas, por lo que se puede expresar como:

$$V_s = S_2 + jS_1$$

que corresponde a una señal sinusoidal en el dominio del tiempo de valor:

$$V_s(t) = \sqrt{S_1(t)^2 + S_2(t)^2} \cdot \text{sen} \left[\omega_0 t + \text{arctg} \frac{S_1(t)}{S_2(t)} \right]$$

En esta segunda forma de ver la señal QAM, mediante la expresión anterior se resalta mejor que $S_1(t)$ y $S_2(t)$ modulan la subportadora simultáneamente en amplitud y fase. No es que una señal efectúe una modulación de amplitud y la otra señal la modulación de fase, sino que las dos señales a la vez realizan las dos modulaciones, siendo por tanto, una modulación relativamente complicada de representar en el dominio del tiempo.

Vista de esta forma la señal modulada, se puede considerar que es una señal sinusoidal definida por los tres parámetros:

$$\text{Amplitud: } \sqrt{S_1(t)^2 + S_2(t)^2}$$

Frecuencia igual a la de la subportadora de color: ω_0

$$\text{Fase: } \arctg \frac{S_1(t)}{S_2(t)}$$

En cuanto al espectro de frecuencias abarcado por la señal QAM y teniendo en cuenta que cada una de las modulaciones efectuadas es una modulación de amplitud con portadora suprimida, la situación espectral puede representarse fácilmente, no ocurriendo lo que con la representación temporal, que ya se ha dicho que es complicada de hacer.

El espectro de las señales moduladoras, así como el espectro resultante, se puede apreciar en la figura 7.13, donde se ha colocado a la izquierda la expresión temporal y a la derecha en la gráfica, el espectro correspondiente a cada una de estas señales.

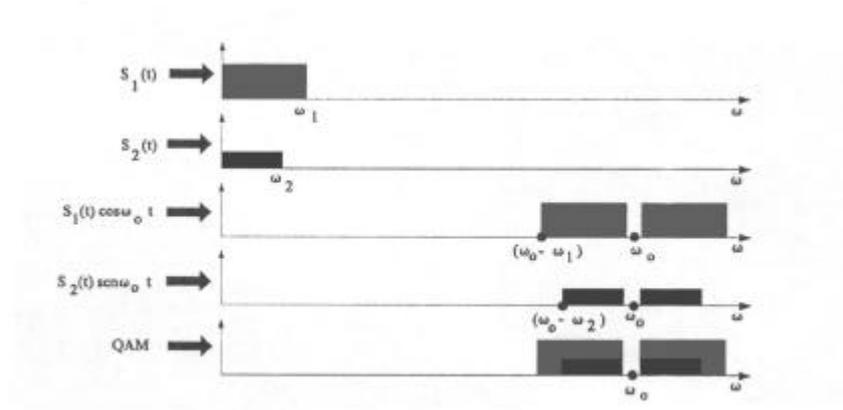


Figura 7.13

Puede observarse que las dos informaciones se encuentran colocadas en la misma zona del espectro, solapadas entre sí, lo que da una idea del ahorro de espectro que se consigue al utilizar este tipo de modulación, ya que permite albergar dos informaciones en el espacio que normalmente es utilizado por una sola de ellas.

La gran desventaja de este tipo de modulación se encuentra en el proceso de demodulación, que forzosamente habrá de ser síncrono.

7.5.1. Demodulación síncrona en cuadratura.

Vamos a ver cómo pueden recuperarse de nuevo las dos informaciones $S_1(t)$ y $S_2(t)$ con las que se modula en cuadratura a la subportadora de color, siendo en este aspecto donde se dejan notar algunos de los inconvenientes de este tipo de modulación, que hace que haya que utilizar circuitos relativamente complicados.

La detección forzosamente ha de ser síncrona, por lo que es necesario disponer en el demodulador de un oscilador enganchado en frecuencia y fase con el oscilador que se utilizó en la modulación, lo que ya induce a pensar que conseguir esto puede ser relativamente difícil.

Suponiendo que se ha conseguido que ambos osciladores (el del modulador y el del demodulador) se encuentren completamente sincronizados, el diagrama de bloques del demodulador es el de la figura 7.14.

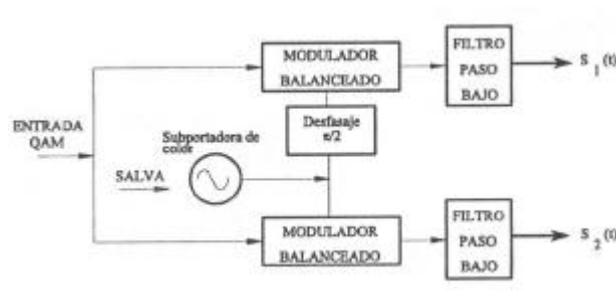


Figura 7.14

Analicemos primeramente el canal superior. El modulador balanceado efectúa el producto de las dos señales que a él se aplican, y la señal de llegada al conjunto es:

$$S_1(t) \cos(\omega_0 t) + S_2(t) \text{sen}(\omega_0 t)$$

Teniendo en cuenta que el oscilador está enganchado en frecuencia y fase con el del modulador, si la señal del oscilador se ha considerado como $\text{sen} \omega_0 t$, después de desfasarla 90° se tendrá la señal $\text{cos} \omega_0 t$, por lo que después de multiplicarlas la señal será:

$$[S_1(t) \cos(\omega_0 t) + S_2(t) \text{sen}(\omega_0 t)] \cos(\omega_0 t)$$

Efectuando el desarrollo de los productos incluidos dentro del corchete, esta expresión puede también verse como:

$$S_1(t) \cos^2(\omega_0 t) + S_2(t) \text{sen}(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t)$$

Si se utilizan determinadas propiedades trigonométricas, también puede expresarse de otra forma algo diferente, pero totalmente idéntica:

$$\frac{S_1(t)}{2} + \frac{S_1(t)}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{S_2(t)}{2} \text{sen}(2\omega_0 t)$$

Si a esta señal se la hace pasar por un filtro paso bajo cuya frecuencia de corte sea superior a la frecuencia más alta de $S_1(t)$ que ha sido llamada ω_1 , pero de valor inferior a $(2\omega_0 - \omega_1)$, se eliminarán los dos últimos términos de la ecuación anterior y a la salida quedará únicamente el primer término, que es precisamente la señal buscada.

$$\text{Señal de salida: } \frac{S_1(t)}{2}$$

Para el canal inferior la situación será análoga. A la salida del demodulador balanceado se tendrá:

$$[S_1(t) \cos(\omega_0 t) + S_2(t) \text{sen}(\omega_0 t)] \text{sen}(\omega_0 t)$$

señal equivalente a :

$$S_1(t) \cos(\omega_0 t) \text{sen}(\omega_0 t) + S_2(t) \text{sen}^2(\omega_0 t)$$

Si se desarrolla esta última expresión, colocándola en función del ángulo doble, también se puede escribir como:

$$\frac{S_2(t)}{2} - \frac{S_2(t)}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{S_1(t)}{2} \text{sen}(2\omega_0 t)$$

Después del filtro paso bajo, idéntico al utilizado para el canal superior, con una frecuencia de corte comprendida entre los valores:

$$\omega_2 < \omega_{\text{corte}} < 2\omega_0 - \omega_2$$

se obtendrá a la salida la señal $S_2(t)$ buscada. Las dos frecuencias extremas entre las que puede moverse la frecuencia de corte del filtro son tan diferentes, que da un enorme

margen para que la característica de corte del filtro pueda ser muy suave y por lo tanto fácil de instrumentar, obteniéndose una separación perfecta.

A la vista de estos resultados, se puede afirmar que la demodulación se realiza correctamente, sin que se produzca mezcla entre los dos canales, obteniéndose cada señal por separado en cada una de las salidas.

El enorme precio que hay que pagar para conseguir tan ventajosos resultados, es el de que el oscilador del demodulador ha de estar perfectamente enganchado en frecuencia y fase con el que se utilizó para modular, pues en caso contrario se produce diafonía entre canales y no salen tan limpias las dos señales $S_1(t)$ y $S_2(t)$.

7.6. Vídeo compuesto.

La señal de vídeo para un sistema de televisión en color, está formada por tres señales, que son las que se han llamado luminancia y señales diferencia de color. En concreto las señales que conforman y definen completamente a la señal de vídeo son:

$$Y \qquad (R-Y) \qquad (B-Y)$$

Con las dos señales diferencia de color (modificadas convenientemente para cada Sistema), se conforma una señal que se denomina “señal de crominancia” y que consiste en la salida del modulador en cuadratura.

Esta señal de crominancia podría enviarse por otro canal distinto del utilizado para enviar la señal de luminancia, pero no se hace así. La señal de crominancia se suma directamente con la señal de luminancia, formando la señal denominada “vídeo compuesto”.

Su expresión analítica puede resumirse de la siguiente forma:

$$\text{V\u00eddeo compuesto} = Y + \sqrt{S_1(t)^2 + S_2(t)^2} \cdot \text{sen} \left[\omega_0 t + \arctg \frac{S_1(t)}{S_2(t)} \right]$$

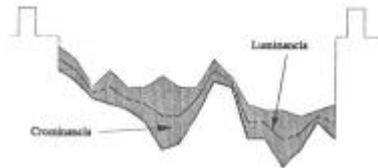


Figura 7.15

El aspecto que presenta una l\u00ednea de imagen al ser visualizada en un oscoscopio o monitor de forma de onda, es similar al de una se\u00f1al monocroma en la que solo parece la luminancia, pero superpuesta a ella aparece una senoide de una frecuencia muy alta que no permite distinguir los ciclos entre s\u00ed, tal como se indica en la figura 7.15. Si no se conociese su procedencia y no se estuviese familiarizado con ella, con la simple inspecci\u00f3n visual podr\u00eda pensarse que se trata de una se\u00f1al de luminancia a la que se le ha introducido mucho ruido.

7.6.1. Escala de amplitudes para la se\u00f1al de v\u00eddeo.

Como los valores num\u00e9ricos de los componentes siempre se utilizan normalizados, variar\u00e1n entre 0 y 1, por lo que la se\u00f1al de luminancia tambi\u00e9n tendr\u00e1 sus valores acotados en el intervalo de 0 a 1. En efecto, la se\u00f1al de luminancia m\u00ednima ser\u00e1 para el color negro y tendr\u00e1 un valor:

$$R = G = B = 0 \rightarrow Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B = 0$$

Por análogo razonamiento, el color que tendrá más luminancia será el blanco máximo, para el que los tres componentes valdrán la unidad:

$$R = G = B = 1 \rightarrow Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B = 1$$

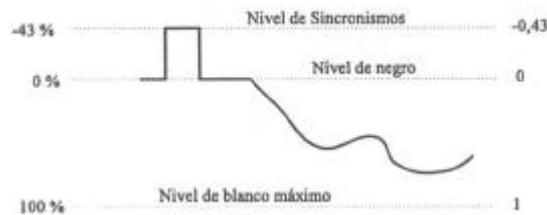


Figura 7.16

Como la relación entre las amplitudes de la señal de sincronismos y la señal de vídeo está establecida en el 30% para los sincronismos y el 70% para la señal de luminancia, la situación relativa entre ellos será la que se indica en la figura 7.16. En la parte izquierda de la figura se ha calibrado en tanto por ciento y en la parte de la derecha en tanto por uno.

Esta es la representación más utilizada para las señales de vídeo, entendiéndose que la señal de vídeo se encuentra comprendida entre el 0% para el negro y el 100% para el blanco máximo, obtenida a partir de señales expresadas en componentes que también se encuentran normalizadas entre 0 y 1.

También es usual a veces, aunque con menos frecuencia, representar normalizada la señal total (vídeo más sincronismos), en valores comprendidos entre 0 y 1. En este caso, bastante menos frecuente, la situación relativa es la que se encuentra dibujada en la figura 7.17.

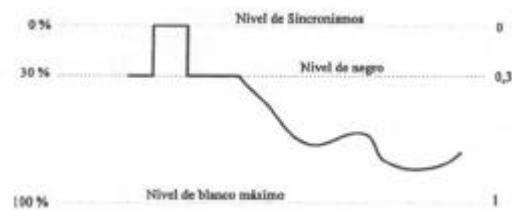


Figura 7.17

Esta última representación suele utilizarse cuando se habla de señal total, que en muchos casos es de 1 voltio pico a pico, sobre todo a la salida y a la entrada de los equipos que procesan señales de vídeo, donde tiene que estar normalizado para conseguir adaptación entre diversos equipos. Al referirse a la señal de vídeo, suele utilizarse la primera representación.

7.7. Ancho de banda de la señal de crominancia.

La señal de luminancia se sabe que ha de tener un ancho de banda de 5 Mhz para los sistemas de 625 líneas, porque estos son los requerimientos que se establecieron en su momento para los sistemas de televisión monocromos.

El ojo humano es muy sensible a las variaciones de brillo puesto que tiene una agudeza visual para el brillo establecida en un ángulo de un minuto (1/60 de grado). Sin embargo, para el color, el ojo es bastante más torpe y no tiene tanta agudeza visual, por lo que no es necesario transmitir zonas de color muy pequeñas, porque no serían vistos ni en la escena original. Estas zonas corresponden a las altas frecuencias de la señal de crominancia.

En principio, las señales U y V tal como salen de la unidad de matrices, tienen un ancho de banda de al menos 5 Mhz, porque se han obtenido de las señales R, G, B y éstas han de tener ese ancho de banda, ya que dan origen a la señal Y esta señal de luminancia necesita un ancho de banda de 5 Mhz.

Con objeto de comprobar que el ojo es menos exigente para las zonas pequeñas de color que para las zonas pequeñas de brillo, se puede montar el circuito representado en la figura 7.18, que en esencia consiste en rebajar gradualmente la frecuencia de corte de los filtros paso bajo por los que pasa la señal de crominancia y solicitar de los observadores de la imagen la calificación que le merece la calidad de la imagen que observan.

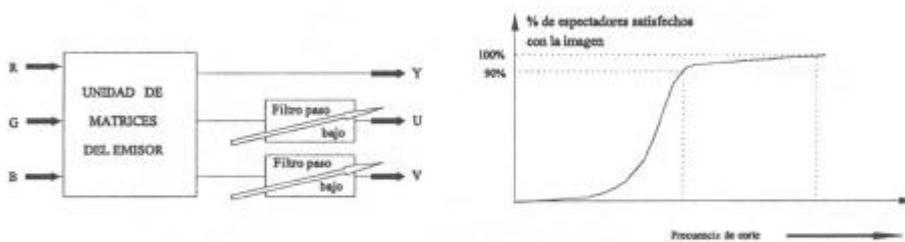


Figura 7.18

Puede comprobarse en la gráfica obtenida en la misma figura 7.18, que se puede rebajar la frecuencia de corte hasta las proximidades de 1 Mhz, sin que la mayor parte de los espectadores aprecien reducción de la calidad. Realmente al reducir las frecuencias transmitidas lo que se está haciendo es impedir que se represente el color para los objetos pequeños, pero como el ojo humano está acostumbrado a no ver el colorido de esos objetos en la vida normal, no puede apreciar si en la pantalla se encuentran o no coloreados.

Según puede apreciarse, en la consulta efectuada a los espectadores ofreciéndoles imágenes normales sin ningún tipo de preparación, limitando la frecuencia de corte del filtro a 1 Mhz, el 90% de los espectadores no llega a apreciar imágenes deformadas colorimétricamente y por lo tanto las consideran aceptables. En el sistema PAL se limita a 1.3 Mhz el ancho de banda de las señales U y V.

7.7.1. Retardo introducido en el canal de crominancia.

Cuando a una señal se la hace pasar a través de un filtro paso bajo, aparte de ser eliminadas de ella las altas frecuencias, provoca otro efecto diferente, consistente en que la señal que logra atravesarlo, a su paso por él se retrasa en el tiempo.

La función de transferencia de un filtro paso bajo, tanto en módulo como en fase, es como se representa en la figura 7.19. Se ha representado a la izquierda la situación de un filtro paso bajo ideal y a la derecha un filtro paso bajo con unas funciones de transferencia reales.

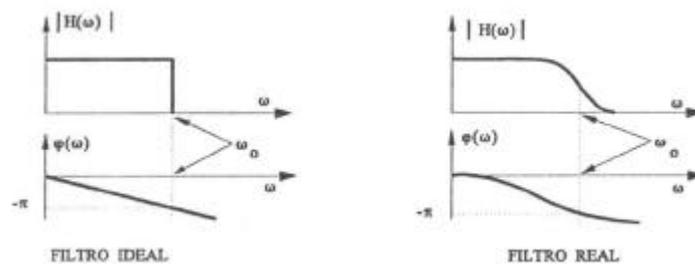


Figura 7.19

En la función de transferencia ideal, que por simplicidad será la que se utilice en los razonamientos, puede apreciarse que en cuanto al módulo, las frecuencias superiores a las frecuencia de corte ω_0 no logran atravesar el filtro, mientras que las frecuencias inferiores a ella no sufren ninguna atenuación.

En cuanto a la característica de fase, las frecuencias muy bajas apenas si se desfasan, mientras que las frecuencias altas sufren un desfasaje mayor, siendo la característica de forma que para la frecuencia de corte el desfasaje anda cerca de los 180° , habiéndose considerado este valor para la característica del filtro tomado como ideal. Nótese que la variación del desfasaje introducido varía linealmente con la frecuencia, lo que se verá posteriormente que es de vital importancia para no introducir deformaciones en la señal.

En estas condiciones, cuando a la entrada del filtro se aplica una señal de pulsación genérica w (inferior a w_0) con una amplitud A , la expresión analítica de la señal de entrada será:

$$A \sin(\omega t)$$

A su salida se tendrá otra señal de la misma frecuencia, pero con amplitudes y desfasajes modificados por las características de la función de transferencia. La salida vendrá definida por la expresión:

$$A|H(\omega)| \sin[\omega t + \Phi(\omega)]$$

Puede verse que se ha atenuado y también se ha desfasado. Si la característica de amplitud es la unidad no se ha producido atenuación, pero se ha producido retardo. Para ver el retardo introducido, se puede expresar la salida de la forma:

$$A|H(\omega)| \sin \omega \left[t + \frac{\Phi(\omega)}{\omega} \right]$$

Una señal que se hubiese retardado un valor genérico t_0 tendría una expresión:

$$A|H(\mathbf{w})| \text{sen } \mathbf{w}[t - t_0]$$

Igualando ambas expresiones, se resalta de forma explícita el retardo introducido y en este caso se aprecia claramente que es:

$$t_0 = -\frac{\Phi(\mathbf{w})}{\mathbf{w}}$$

Para que sea el mismo retardo para todas las frecuencias, no hay otra posibilidad mas que la de que la característica de fase sea lineal, de la forma:

$$\Phi(\mathbf{w}) = -K\mathbf{w}$$

Considerando la característica de transferencia idealizada, para la que el desfase es de 180° a la frecuencia de corte:

$$\Phi(\mathbf{w}) = -\frac{p}{w_0}\mathbf{w}$$

se traduce en un retardo de

$$t_0 = -\frac{\Phi(\mathbf{w})}{\mathbf{w}} = \frac{p}{w_0} = \frac{1}{2f_0}$$

Si el retardo no hubiese sido constante para todas las frecuencias, la señal se habría deformado al paso por el filtro, puesto que si se considera que la señal que se introdujo al filtro es la suma de varias frecuencias y unas se retardan más que otras, la señal de salida se deformará y en consecuencia aparecerá distorsionada. Si el filtro no tuviese la característica de fase linealizada, la señal se distorsionará, por lo que se intentará que todos los filtros

paso bajo por los que pase la señal, posean una característica de fase lo más aproximada posible a la lineal que ha sido analizada.

Con objeto de establecer una valoración cuantificada de este efecto, si se toma como ejemplo la radiodifusión de señales de televisión, como la señal de luminancia se corta a 5 Mhz, el retardo que se introduce al filtrar esta señal es de:

$$t_{0_{LUMINANCIA}} = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^6} = 0.1 \text{ms}$$

Para las señales U y V de crominancia, si se recortan a 1,3 Mhz, se retardarán un valor de

$$t_{0_{CROMINANCIA}} = \frac{1}{2 \cdot 1.3 \cdot 10^6} = 0.38 \text{ms}$$

Si este defecto no se corrige, no habrá coincidencia entre las señales de luminancia y crominancia y aparecerá en la pantalla el brillo antes que el color, ocasionando que el color se desplazará hacia la derecha respecto de la posición que debería ocupar, o visto de otra forma, la luminancia al aparecer antes, se desplaza hacia la izquierda.

Como el color no es posible adelantarlo, no hay más remedio que retardar intencionadamente la señal de luminancia, con objeto que los tiempos de tránsito de ambas señales sean del mismo valor y no se produzca la situación que antes ha sido comentada.

En el caso del ejemplo que se está describiendo, habrá que retardar intencionadamente la señal de luminancia un valor que será justamente la diferencia entre los retardos introducidos de forma no intencionada, lo que arrojará un valor:

$$t_r = t_{0_{CROMINANCIA}} - t_{0_{LUMINANCIA}} = 0.38 - 0.1 = 0.28 \text{ms}$$

y esto es lo que se representa en la figura 7.20:



Figura 7.20

Esta situación se presenta muy frecuentemente en circuitos de vídeo, ya que la señal representativa de la imagen se desdobra en dos señales (luminancia y crominancia) y al viajar por caminos diferentes y sufrir filtrajes distintos, los retardos también son diferentes.

Si la diferencia de retardos es muy grande, se aprecia claramente este efecto de aparecer dos imágenes, como si de un eco se tratase. Si la diferencia de retardos es relativamente pequeña, el efecto conseguido es de emborronamiento. Para optimizar esta igualdad de retardos existen unas señales especiales incluidas en una de las líneas que no transportan imagen (Línea 17), que sirven para poder ajustar de forma muy precisa esta diferencia de retardos.

7.8. Características espectrales de la señal de vídeo.

7.8.1. Espectro de la señal de luminancia.

Hasta ahora se ha venido diciendo que el espectro de la señal de luminancia abarca desde prácticamente la frecuencia cero hasta 5 Mhz, pero siendo cierto, al tener en cuenta las características particulares de la señal de TV, se puede hacer un estudio más profundo de cómo está distribuida la energía a lo largo del espectro ocupado.

La señal de TV tiene unas características especiales y básicamente pueden resumirse diciendo que la forma de onda de una línea, en el dominio del tiempo, es prácticamente igual que la siguiente, de la misma forma que varía muy poco respecto de la anterior. Por tanto, puede afirmarse que la señal es “pseudoperiódica” con la frecuencia de línea.

De forma similar, el contenido de una imagen casi siempre es prácticamente idéntico al contenido de la imagen siguiente, por lo que la señal presenta otra periodicidad, incluso más acusada, con la frecuencia de campo.

Si se desarrolla en serie de Fourier la señal de luminancia, se podrá comprobar que el espectro de dicha señal se concentra en paquetes centrados alrededor de la frecuencia de línea, con rayas espectrales separadas un valor equivalente a la frecuencia de campo, tal como se indica en la figura 7.21:

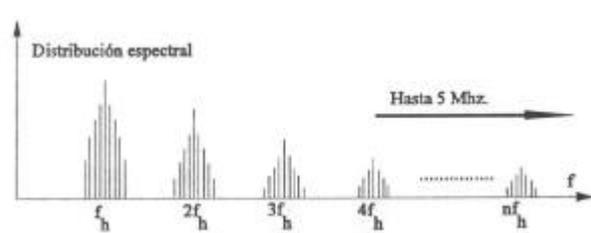


Figura 7.21

Cuando la imagen presenta unas características de poca uniformidad, la periodicidad con la frecuencia de línea se resiente, aunque tampoco grandemente, porque los impulsos de sincronismo horizontal se mantienen constantemente y para que la señal de vídeo no tienda a la periodicidad ha de ser una imagen de unas características poco frecuentes. La periodicidad con el tiempo se mantiene casi siempre, rompiéndose únicamente en el caso de que haya cambios de plano con una velocidad muy alta.

En cualquiera de los casos se comprende fácilmente que la periodicidad no es perfecta, pero se acerca tanto a ella que no se comete mucho error si en los razonamientos posteriores se supone asegurada dicha periodicidad y por lo tanto se considera la situación espectral de la figura 7.22:

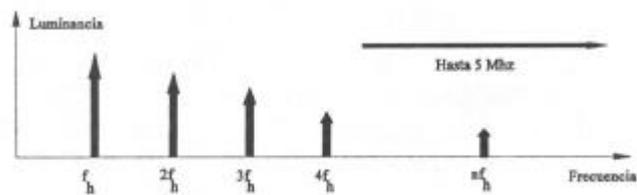


Figura 7.22

En dicha figura se han suprimido también los armónicos de 50 Hz colocados alrededor de cada una de las componentes espectrales de la frecuencia de línea, puesto que comparados sus valores absolutos de frecuencias y teniendo en cuenta que decaen rápidamente, casi no merece la pena considerarlos en los siguientes razonamientos.

Lo más interesante a destacar del espectro de la señal de luminancia, consiste en que hay huecos en los que prácticamente no hay concentración de energía, sobre todo en la parte alta del espectro.

Estos “huecos” en el espectro se encuentran ubicados en valores de frecuencia tales que

$$f = nf_h + \frac{f_h}{2} = (2n + 1) \frac{f_h}{2}$$

con f_h la frecuencia de línea.

Estos intervalos de frecuencia, no ocupados por la señal de luminancia, se conocen como intervalos de Gray debido a que Gray estudió esta distribución espectral, y como se acaba de ver, se encuentran centrados alrededor de los múltiplos impares de la semifrecuencia de línea. En estos intervalos será posible albergar señales con pequeño riesgo de mezclarse con la señal de luminancia.

7.8.2. Espectro de la señal de crominancia.

Los mismos razonamientos usados para el espectro de la señal de luminancia siguen siendo válidos para la señal de crominancia, puesto que la variación de una línea a la siguiente es muy pequeña, así como también es muy pequeña la variación cromática de unos campos respecto de los siguientes.

Por lo tanto, para cada una de las señales de crominancia, que bien pueden ser las señales U y V conocidas o algunas de las derivadas de ellas, su espectro puede considerarse aproximadamente como el que se ha representado en la figura 7.23:

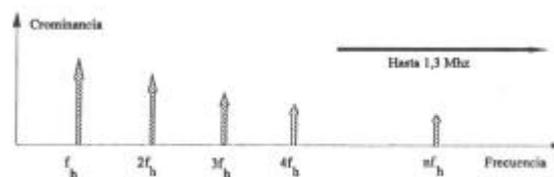


Figura 7.23

Teniendo en cuenta que al modular a la subportadora de color con la señal de crominancia en banda base, aparecen las bandas laterales a ambos lados de la subportadora, el espectro de la señal de crominancia, considerado después de modular a la subportadora de color, tendrá una representación que es la que aproximadamente se ha dibujado en la figura 7.24:

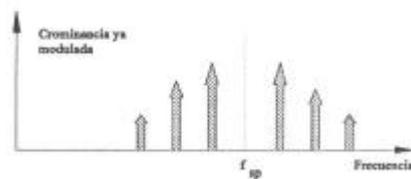


Figura 7.24

Cuando la imagen sea móvil y teniendo en cuenta que la movilidad no será muy grande frente al tiempo característico de repetición de semicua-dros, la energía se irá concentrando alrededor de esos valores dibujados en la figura, entendiéndose que no será deltas, sino paquetes espectrales colocados alrededor de esos valores. Además, la amplitud de cada uno de esos paquetes espectrales irá disminuyendo al alejarse de la subportadora, de la misma forma que descendía el espectro de las señales U y V antes de modular.

7.8.3. Imbricación de espectros.

Del estudio de los espectros de las señales de luminancia y crominancia se desprende que ambos presentan “huecos” en los que la concentración de energía es prácticamente nula, que en ambos casos se encuentran uniformemente espaciados y con separaciones idénticas entre paquetes espectrales para ambos espectros.

Debido a esto, parece posible la ubicación del espectro de la señal de crominancia en la misma zona utilizada por el espectro de la señal de luminancia, porque no se interferirán entre ellos. A esta operación se la conoce como “imbricación de espectros”. El problema se planteará al tener que separar ambas señales en el receptor, pero mediante técnicas algo sofisticadas es posible separarlas en gran medida. La separación no será nunca perfecta, siendo este el gran Talón de Aquiles de los sistemas de televisión que utilizan esta filosofía de actuación, a los que pertenecen los tres grandes sistemas de TV en color en explotación, NTSC, PAL y SECAM.

De esta forma, alojando el espectro de la señal de crominancia imbricado con el espectro de la señal de luminancia, **un canal de televisión en color no ocupará más ancho de banda que un canal monocromo**, puesto que lo que se hace es aprovecharlo mejor. Con esto se consigue también que sean compatibles los canales de TV, ya que al incorporar el color no se ha modificado para nada ninguno de los valores de frecuencia empleados para configurar un canal de TV.

Como el espectro de la señal de crominancia es más estrecho que el de la señal de luminancia, hay un amplio margen de valores para poder colocarlo, pero se elige la parte alta correspondiente a las frecuencias más altas del canal por varias razones, siendo las más importantes:

a) La señal de luminancia tiene menos energía en la parte alta del espectro, por lo que las interferencias entre señales serán más pequeñas en el caso de que no puedan separarse perfectamente.

b) Las interferencias de alta frecuencia producen deformaciones en la imagen de tamaño más pequeño, por lo que son más ignoradas por el ojo y resultan menos molestas.

c) Se respeta mejor la compatibilidad directa, ya que los receptores monocromos tomarán la subportadora de color como una interferencia e incluso la ignorarán si el ancho de banda de los amplificadores no aprovecha todo el espectro hasta los 5 Mhz y corta

bastante antes de ese valor, como es lo normal en equipos domésticos, que pueden considerarse de no muy alta calidad.

Así pues, el valor de la frecuencia subportadora debe de elegirse de un valor que sea un múltiplo impar de la semifrecuencia de línea, para ocupar los espacios libres dejados por la señal de luminancia y además de un valor tal, que quede colocada en la parte alta del espectro, en principio lo más alto posible, pero cuidando que quede alojada en la parte superior del canal la banda lateral superior de la señal de crominancia, aunque finalmente se coloca de forma que no cabe totalmente esa banda lateral superior.

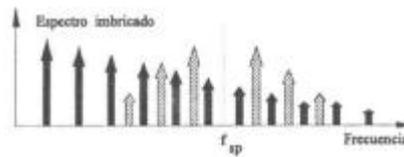


Figura 7.25

Una vez sumadas esas dos señales (luminancia y subportadora de color modulada), el espectro de la señal resultante después de la suma, queda tal como se indica en la figura 7.25, donde se ha representado sombreado a rayas el espectro de la señal de crominancia y totalmente de negro el espectro de la señal de luminancia.

7.8.4. Experimento de König.

Se sabe que el ojo humano es bastante sensible y es capaz de apreciar detalles pequeños de brillo, pero es poco sensible para poder apreciar la tonalidad cromática de zonas que sean bastante pequeñas, lo que obliga a utilizar un gran ancho de banda para la transmisión de la señal de luminancia y permite reducir el ancho de banda de las señales de crominancia.

Sin embargo, el ojo humano no es igual de sensible para todos los matices cromáticos, como se desprende del experimento llevado a cabo por König en el año 1984.

Este experimento consiste en dibujar sobre un tablero zonas de igual tamaño, pero cada una con una tonalidad diferente, de forma que se encuentren presentes todos los colores, incluso una gama de grises.

Sometiendo dicho tablero a la visión de un grupo de espectadores para valorar estadísticamente las conclusiones, se llegó a los siguientes resultados:

a) Cuando el tablero se encuentre cercano a los espectadores, de forma que el ángulo con el que se observa cada zona es grande (superior a 20 minutos de grado) todos los espectadores distinguen perfectamente todos los colores. En estas condiciones el ojo trabaja en tricromía, según se sabe de las teorías colorimétricas. Si se captase ese tablero con una cámara de televisión, las frecuencias correspondientes a la señal de crominancia serían bajas, puesto que las zonas de igual color ocupan superficies grandes.

b) Al ir separando el tablero de los espectadores (y en consecuencia al ir aumentando la frecuencia de la señal de crominancia) llega un momento en que algunos colores comienzan a no distinguirse, siendo perceptible únicamente las variaciones de brillos asociados a ellos. Esto comienza a suceder cuando el ángulo de observación desciende por debajo de veinte minutos de grado.

c) Si el tablero se sigue alejando, cada vez se van distinguiendo menos colores, siendo los últimos en perderse los colores naranja y cian, que se pierden al observarse bajo un ángulo de unos diez minutos de grado. Este efecto de distinguir unos colores y no otros, es una característica especial del ojo y cuando se trabaja en estas condiciones se denomina bicromía.

d) Si el tablero se aleja más, de forma que el ángulo de observación sea inferior a 10 minutos de grado, ya no se percibe ningún color, siendo perceptible únicamente el brillo de

cada zona, lo que se denomina monocromía. Este efecto se produce al ser observadas las zonas con un ángulo superior a un minuto, puesto que a partir de ese valor, si se aleja más el tablero, ya no se distinguen entre sí las diferentes zonas, por lo que es imposible distinguir el brillo de cada una.

Estas conclusiones se recopilan y representan en conjunto sobre la tabla de la figura 7.26, con objeto de que se comprenda bien esta característica del ojo humano.

ANGULO DE OBSERVACIÓN	APRECIACIÓN VISUAL	TIPO DE VISIÓN
$\alpha > 20'$	Se distinguen todas las tonalidades	Tricromía
$20' > \alpha > 10'$	Algunos tonos ya no se distinguen	Bicromía
$10' > \alpha > 1'$	No se distingue ningún matiz	Monocromía
$\alpha < 1'$	No se distinguen unas zonas de otras	Visión conjunta

Figura 7.26

7.9. Salva para sincronizar al oscilador de subportadora.

Al estudiar la modulación y demodulación en cuadratura se pudo apreciar que este tipo de modulación posee innumerables ventajas, entre otras que con el mismo ancho de banda que se necesitaría para transmitir una información, pueden transmitirse dos informaciones totalmente diferentes.

También pudo apreciarse que hay que pagar un precio y que consiste en tener que enganchar en frecuencia y fase al oscilador del demodulador (ubicado en el receptor) con el oscilador inicial utilizado en la modulación y por lo tanto ubicado en el codificador. A tal fin, es necesario instrumentar un sistema adicional para enviar desde el transmisor al receptor la información para poder efectuar la operación de enganche.

Esta información se envía periódica y repetitivamente en algunos de los momentos en los que no se transmite ningún otro tipo de información, como es el caso del púrtico posterior de impulso de sincronismo horizontal.

De esta forma, el oscilador no se encuentra controlado constantemente, pero como el control se establece periódicamente cada $64 \mu\text{s}$., permanece enganchado en todo momento.

Para conseguir el efecto de enganchar en frecuencia y fase al oscilador del decodificador con el oscilador del codificador, a una distancia de $5.6 \mu\text{s}$. del flanco anterior del impulso de sincronismo horizontal (punto 0 de la línea), se inserta una salva, (piloto, ráfaga o burst), consistente en unos cuantos ciclos de la señal del oscilador de subportadora que se utilizó para modular, con una duración de $2.25 \mu\text{s}$, y una amplitud pico a pico igual a la amplitud del impulso de sincronismo horizontal, tal como se indica en la figura 7.27:

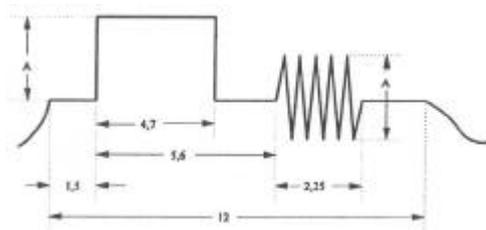


Figura 7.27

La amplitud de dicha salva ha de ser de un valor tal que pico a pico tenga la misma amplitud que el impulso de sincronismo, puesto que esta condición es la que utilizan los circuitos de control automático de color de los receptores. En efecto, como saben que las amplitudes de impulso y salva han de ser iguales, amplificarán el canal de crominancia hasta que la salva tenga esa amplitud, puesto que si las amplitudes son diferentes ha sido debido a irregularidades en el tratamiento que el canal les haya concedido y desde un punto de vista ideal debería haber sido el mismo. De esta forma se corrigen esas pequeñas deficiencias que se pudieran haber cometido en el canal.

Cuando esta salva llega al receptor, además de aportar la información contemplada en el punto anterior, como misión principal se utiliza para enganchar en frecuencia y fase con ella al oscilador de subportadora del receptor, por lo que puede asegurarse que ambos osciladores, el del transmisor y el del receptor, se encuentran en fase, que es lo que se necesita para una demodulación síncrona correcta.

Tanto en el transmisor para inyectarla, como en el receptor para recuperarla, es necesario generar un impulso conocido como impulso llave de la salva (burst key), de 2.25 μ s, de duración distanciado 5.6 μ s, del impulso de sincronismo horizontal, colocado justamente en los instantes en los que se envía la salva. En la figura 7.28 se ilustra el proceso de inserción y recuperación de la salva, apoyándose de este impulso K, llave de la salva.

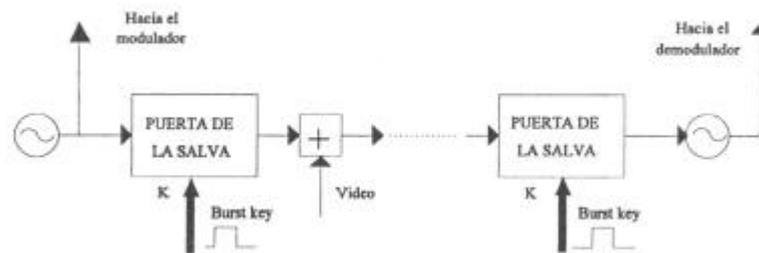


Figura 7.28

Este impulso K no se transmite, pero sin embargo es necesario obtenerlo en el receptor. Es posible obtenerlo, porque se conoce exactamente a qué distancia se encuentra del impulso de sincronismo horizontal y este impulso sí que se transmite. Los circuitos de sincronismo del receptor recogen el impulso de sincronismo horizontal y a partir de él a la distancia conocida de 5.6 μ s, se “inventan” el impulso K, necesario para recuperar la salva del conjunto de señales que llegan por el mismo canal.

7.10. Aplicación al sistema PAL.

7.10.1. Señales diferencia de color utilizadas en el sistema PAL.

En el sistema PAL se utilizan directamente las señales U y V para transportar las informaciones de diferencia de color, que conjuntamente con la señal de luminancia son capaces de suministrar la información de los tres componentes del color.

Estas señales U y V tienen por expresión:

$$U = 0.493(B - Y)$$

$$V = 0.877(R - Y)$$

A partir de los resultados del experimento de König se desprende que la señal de crominancia puede transmitirse con menos ancho de banda que la señal de luminancia, ya que no es necesario transmitir zonas pequeñas de color teniendo en cuenta que el ojo no la verá, aunque se encuentren representadas. Por esta razón, el espectro de las señales U y V abarca hasta 1,3 Mhz.

En el sistema PAL no se le da el mismo tratamiento a todas las líneas, sino que hay dos tratamientos posibles que se van alternando línea a línea. Esto quiere decir que a las líneas n, (n + 2), (n + 4), (n + 6) ... se les somete a un tratamiento, mientras que a las líneas (n + 1), (n + 3), (n + 5) ... se les da otro tratamiento diferente.

Para uno de estos dos grupos de líneas, el tratamiento al que se les somete es el mismo que en el sistema NTSC, esto es, modulando en cuadratura a la subportadora de color con las señales U y V, por lo que a este conjunto de líneas, quizás no muy afortunadamente, se les suele denominar líneas NTSC, para distinguirlas de las otras, a las que suele llamarse líneas PAL.

Esto no debe prestarse a confusión, puesto que todo el conjunto, con los dos tratamientos efectuados, forman el sistema PAL y si a un grupo de líneas se les denomina líneas NTSC es para conocer de qué grupo de líneas se está hablando, dentro de los dos posibles.

Teniendo en cuenta que el número de líneas total de la imagen es un número impar (625 en el sistema PAL), no se puede decir que una línea determinada sobre la imagen tenga siempre un tratamiento fijo, puesto que unas veces le tocará uno de ellos y a la siguiente imagen le tocará el otro diferente.

En las líneas NTSC se modula en cuadratura a la subportadora de color con las señales U y V, por lo que la señal de crominancia será:

$$U(t)\text{sen}(\mathbf{w}_{sp}t) + V(t)\text{cos}(\mathbf{w}_{sp}t)$$

En las líneas PAL es donde se produce la diferencia, consistente en que se modula igualmente en cuadratura, pero en vez de utilizar las señales U y V, se utilizan las señales U y (-V) para esa modulación, por lo que la señal de crominancia para esas líneas será:

$$U(t)\text{sen}(\mathbf{w}_{sp}t) - V(t)\text{cos}(\mathbf{w}_{sp}t)$$

En un primer contacto con el sistema, el diagrama de bloques del codificador será el de la figura 7.29:

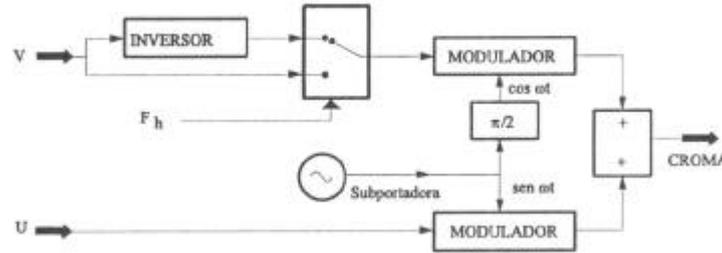


Figura 7.29

y con esta misma filosofía, el diagrama de bloques del decodificador será el de la figura 7.30:

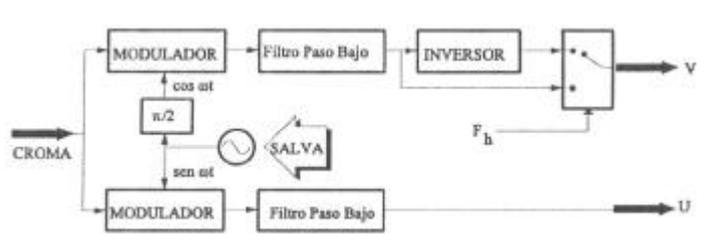


Figura 7.30

Como la expresión de la señal de crominancia es distinta para las líneas NTSC y para las líneas PAL, con el objeto de poder utilizar una expresión única para todas las líneas, se adopta el convenio de representar la señal de crominancia de la siguiente forma:

$$U_{sen}(\mathbf{w}_{sp}t) \pm V \cos(\mathbf{w}_{sp}t)$$

indicando con signo \pm que en unas líneas es positivo (en las líneas NTSC) y en las otras es negativo (en las líneas PAL).

Para conseguir este signo menos “ – “ de la expresión general de la señal de crominancia, se acaba de decir que se invierte la señal V y es cierto que es posible hacerlo así, pero es fácil de comprender que el efecto es el mismo si se invierte la señal $\cos(\mathbf{w}_{SP}t)$ que se utiliza como subportadora para ese canal, ya que el modulador lo que hace es multiplicar las dos señales, la portadora y la moduladora. En efecto, son idénticas las dos expresiones:

Primera expresión: $(-V) \cos(\mathbf{w}_{SP}t)$

Segunda expresión: $V(-\cos(\mathbf{w}_{SP}t))$

Desde el punto de vista circuital es mucho más fácil hacer lo segundo, puesto que para pasar de $\cos(\mathbf{w}_{SP}t)$ a $-\cos(\mathbf{w}_{SP}t)$, únicamente se necesita tener la señal desfasada 180°, lo que es fácil de obtener, incluso puede extraerse de la propia circuitería del oscilador.

A la vista de esta situación, el circuito de la figura 7.29 arroja a su salida exactamente la misma señal que el circuito de la figura 7.31, lo que posibilita implementar el circuito de esta última forma, dada la sencillez de llevarlo a la práctica.

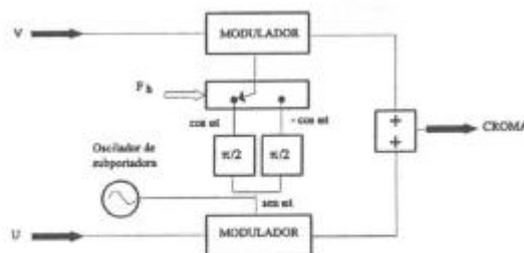


Figura 7.31

Enfocando el sistema desde este nuevo punto de vista (que es como realmente se hace en la práctica), puede verse al decodificador como un circuito que tiene que utilizar para demodular la misma portador que se utilizó en la modulación, por lo que cuando se moduló con $\cos(\omega_{SP}t)$, ha de demodularse con $\cos(\omega_{SP}t)$ pero cuando se modula con $-\cos(\omega_{SP}t)$ ha de demodularse también con $-\cos(\omega_{SP}t)$, lo que da origen al diagrama de bloques del decodificador dibujado en la figura 7.32:

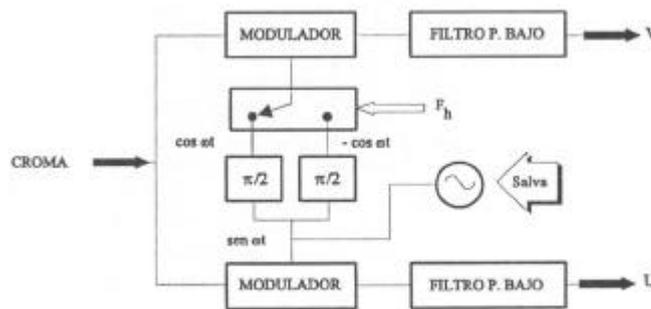


Figura 7.32

Los conmutadores (que estarán $64 \mu\text{s}$ en cada posición), han de estar sincronizados entre sí. Además los dos osciladores, el del codificador y el del decodificador, han de estar enganchados en frecuencia y fase mediante la salva, puesto que la demodulación en cuadratura ha de ser síncrona.

Esta última forma de ver el sistema PAL, (la contemplada en las figuras 7.31 y 7.32) es la que normalmente se implementa circuitalmente y por esto es por lo que se dice que se alterna la fase de la subportadora de línea a línea, lo que da origen a su nombre.

7.10.2. Elección de la frecuencia subportadora.

A la hora de elegir el valor de la frecuencia de la subportadora de color, tanto en el sistema PAL como en cualquier otro, se han de tener en cuenta los siguientes aspectos

- a) Ha de ser de un valor lo más alto posible para que las interferencias a que pueda dar lugar sean puntos muy finos y por lo tanto, lo menos molestos posibles.
- b) Ha de permitir la ubicación de la banda lateral superior dentro del canal de vídeo, por lo que no puede ser todo lo alta que se quiera.
- c) Ha de ser un valor tal que los espectros de luminancia y crominancia estén perfectamente entrelazados, tanto para poder separarlos luego en el receptor, como para conseguir que las interferencias entre ellos sean mínimas.
- d) El patrón de interferencia de la subportadora de color, aparte de ser fino, no ha de ser molesto, de forma que la integración temporal de unas imágenes con otras disimule las interferencias. En cuanto a la integración espacial, dentro de una misma imagen no debe presentar una geometría muy definida, para evitar que resulte visualizable.
- e) El batido entre todas las frecuencias que vayan presentes en la señal y en concreto el batido entre la subportadora de color y la portadora de sonido (su batido será inevitable), ha de provocar una interferencia cuya integración en el tiempo no resulte molesta.

La frecuencia elegida para la subportadora de color en el sistema PAL es:

$$f_{SP} = 283.7516f_h = 4.43361875\text{Mhz}$$

que cumple con los requerimientos anteriores.

7.10.3. Espectro de la señal PAL.

Vamos a considerar el espectro de una señal de televisión codificada según el sistema PAL como la suma tres subespectros: el de la señal de luminancia, el de la señal de crominancia y el de la señal de sonido.

Dejando aparte el espectro de la señal de sonido, que consiste en una modulación de frecuencia sobre una portadora de 5,5 Mhz, vamos a considerar el espectro de la señal de vídeo.

7.10.3.1. Espectro de la señal de luminancia.

Este espectro ya se vio en un apartado anterior, puesto que es el mismo para cualquier sistema de televisión. Consta de paquetes espectrales centrados alrededor de los múltiplos de la frecuencia de línea, decayendo en amplitud al aumentar la frecuencia y alcanzando hasta un valor de 5 Mhz. Este espectro se encuentra dibujado de forma simbólica en la figura 7.33 :

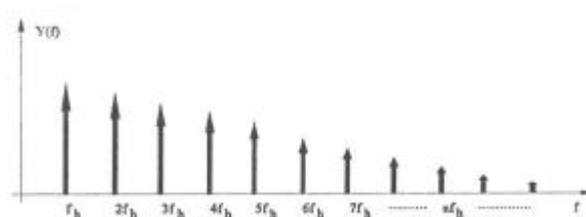


Figura 7.33

7.10.3.2. Espectro de la señal de crominancia.

La señal de crominancia en el sistema PAL tiene por expresión en el dominio del tiempo:

$$C(t) = \sqrt{U(t)^2 + V(t)^2} \operatorname{sen} \left(\omega_{sp} t \pm \operatorname{arctg} \frac{V(t)}{U(t)} \right)$$

Esta expresión también puede verse descompuesta como suma de sus dos componentes independientes, U y V, por lo que también se puede representar como:

$$C(t) = U(t) \operatorname{sen}(\omega_{sp} t) \pm V(t) \cos(\omega_{sp} t)$$

Expresada de esta forma, como suma de dos señales, resulta más fácil considerar por separado cada uno de esos dos espectros, para después sumarlos, teniendo en cuenta que el espectro de una suma de señales es la suma de los espectros de cada una de ellas.

El espectro de la señal U(t) en banda base, al igual que el de la señal de luminancia, estará formado por paquetes espectrales colocados alrededor de los múltiplos de la frecuencia de línea, por la periodicidad que tiene respecto a ella. Corresponderá exactamente en cuanto a su forma con el representado en la figura 7.26 (espectro de la señal de luminancia), con la única diferencia que abarca únicamente hasta la frecuencia de 1,3 Mhz.

Cuando con esta señal se module en amplitud con portadora suprimida a la subportadora de color, cada una de las bandas laterales adoptará la forma del espectro en banda de base, por lo que el espectro resultante de la modulación, teniendo en cuenta que la subportadora se encuentra colocada aproximadamente en $283,75 f_h$, tendrá una forma como se indica en la figura 7.34.

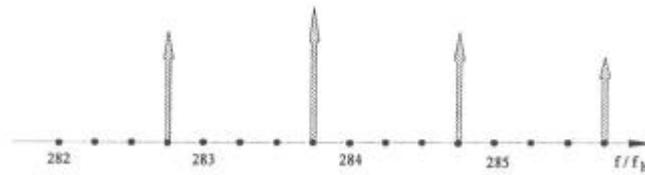


Figura 7.34

El espectro de la señal $V(t)$ es distinto del de la señal $U(t)$, porque en las líneas PAL se envía la señal $-V(t)$, lo que equivale a que la frecuencia fundamental de la señal ya no es f_h , sino que se repite cada dos líneas, por lo que al ser el período de valor doble, la frecuencia de repetición pasa a ser la mitad, es decir, $\frac{f_h}{2}$.

En el dominio del tiempo la señal enviada puede considerarse como la representada en la figura 7.35, considerando como válido el modelo de que en las líneas NTSC se envía la señal $V(t)$ modulando la señal $+\cos(\omega_{sp}t)$ y en las líneas PAL se envía la señal $-V(t)$ modulando también a la misma señal $+\cos(\omega_{sp}t)$.

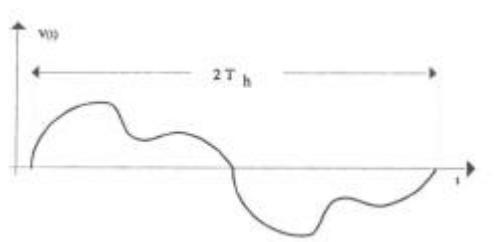


Figura 7.35

En la señal $V(t)$ y dadas las peculiaridades de la señal de video, en la que se observa que una línea es prácticamente idéntica a la siguiente, se cumple que aproximadamente:

$$f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right)$$

por lo que salvo en las transiciones verticales de color, la función es alternada impar, lo que origina que su espectro sólo contiene los armónicos impares múltiplos de la frecuencia fundamental, por lo que su espectro en banda base será el de la figura 7.36, abarcando también hasta el valor máximo de 1,3 Mhz.

Los paquetes espectrales también se encuentran distanciados un valor de f_h pero en vez de estar colocados en los múltiplos de la frecuencia de línea se encuentran colocados en múltiplos impares de la semifrecuencia de línea.

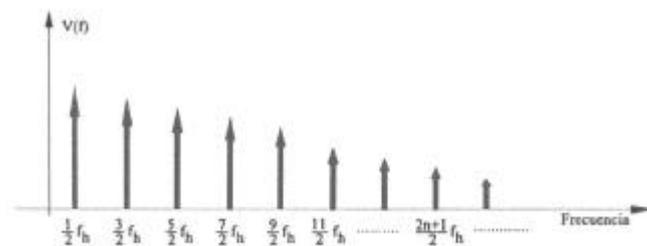


Figura 7.36

Cuando con esta señal se module a la señal $+ \cos(w_{spt})$, el espectro de la señal resultante será el que se encuentra dibujado en la figura 7.37.

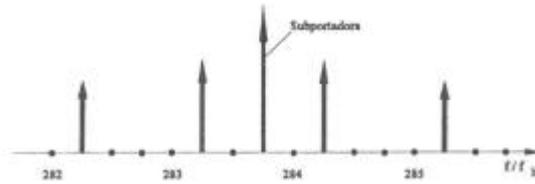


Figura 7.37

Por tanto, el espectro total de la señal de vídeo correspondiente al sistema PAL, será el representado en la figura 7.38, obtenido como suma de los tres espectros que se han calculado por separado.

En la zona que se ha representado en la figura, alrededor de la subportadora de color, la realidad es que normalmente es muy pequeña la amplitud del espectro debido a la señal de luminancia (representado con flechas negras en la figura), aunque se haya representado exagerado en el dibujo con objeto de poder resaltar el concepto.

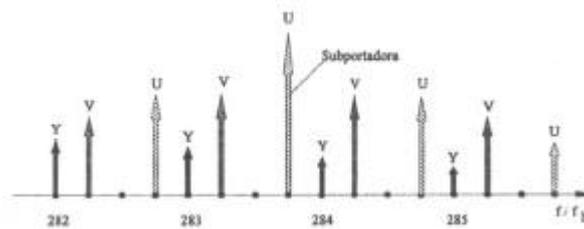


Figura 7.38

7.10.3.3. Supresión de parte de la banda lateral superior de crominancia.

El ancho de banda de la señal de crominancia en banda base, ya se ha dicho que es de 1,3 Mhz, tanto para la señal U como para la señal V.

Por otra parte, al elegir como valor de la subportadora de color el de 4.43 Mhz, y teniendo en cuenta que la información de vídeo no debe sobrepasar la frecuencia de 5 Mhz, la situación del espectro total de una señal de televisión en norma PAL es la de la figura 7.39:

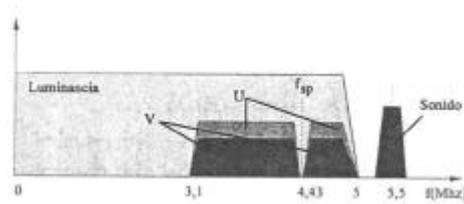


Figura 7.39

Puede observarse que las bandas laterales inferiores se transmiten completamente, pero las bandas laterales superiores no caben dentro del canal y se recortan a un valor de:

$$5 - 4,43 = 0,6 \text{ Mhz}$$

Los efectos del recorte de la banda lateral superior únicamente serán perceptibles para los detalles finos de color, así como en las transiciones bruscas de color, lo que no suele suceder en las imágenes normales, en las que la mayor parte de la imagen estará formada por zonas grandes con la misma cromaticidad.

7.11. Separación de luminancia y crominancia.

En el receptor, las señales han de sufrir un proceso totalmente inverso al que se las sometió en el transmisor. Uno de los aspectos más importantes y que pueden ser diferentes conceptualmente en la codificación y decodificación, es la forma de separar entre sí a las señales de luminancia y crominancia que se mezclaron mediante una simple suma en el codificador.

La forma del espectro de la señal de crominancia es tal que se imbrica con el espectro de la señal de luminancia, en los huecos que éste deja libres. Ahora nos enfrentamos con el problema de separar las dos señales, puesto que la crominancia extraída hay que demodularla posteriormente, para recuperar las señales U y V. El problema que se nos plantea, queda reflejado claramente en la figura 7.40:

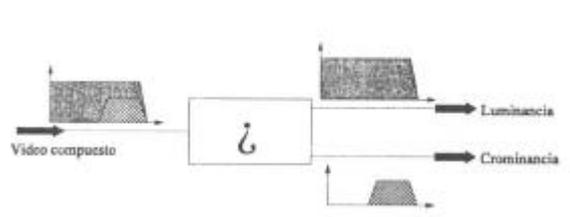


Figura 7.40

Hay dos procedimientos (ninguno de ellos es perfecto) para separar las señales de luminancia y crominancia, dependiendo de que el equipo receptor sea de calidad normal o de alta calidad, puesto que las prestaciones exigidas a cada uno de ellos serán distintas. Si la calidad requerida no es muy alta, puede abarataarse el producto con una circuitería menos sofisticada.

7.11.1. Filtro peine.

Es el sistema seguido por los equipos de alta calidad. Este filtro se utiliza para separar entre sí las señales de luminancia y crominancia. Básicamente puede considerarse como un filtro con una función de transferencia formada por arcos, que al ser representada gráficamente se asemeja a las púas de un peine, por lo que recibe este nombre de filtro peine (comb filter).

Este filtro tiene una entrada y dos salidas, por una de ellas se extraerá la señal de luminancia y por la otra la señal de crominancia. Responde al esquema de la figura 7.41 y como puede apreciarse, consta únicamente de una línea de retardo, unida a un sumador y a un restador.

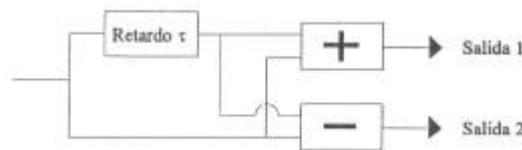


Figura 7.41

Vamos a calcular primero la función de transferencia entre la salida 1 y la entrada. En el dominio del tiempo la señal de salida será en todo momento:

$$V_{s1}(t) = V_i(t) + V_i(t - T)$$

En el dominio transformado, que es donde interesa trabajar para calcular la función de transferencia, la forma de expresar esta relación es:

$$V_{s1}(s) = V_i(s) + V_i(s)e^{-sT}$$

En el caso de que interese conocer únicamente sus características en régimen permanente, la variable s puede sustituirse por $j\omega$, por lo que en este tipo de régimen quedará:

$$\begin{aligned}V_{S1}(j\omega) &= V_i(j\omega) + V_i(j\omega)e^{-j\omega T} \\V_{S1}(j\omega) &= V_i(j\omega)[1 + e^{-j\omega T}]\end{aligned}$$

La función de transferencia de un filtro se define como el cociente entre las transformadas de las señales de salida y de entrada, por lo que en este caso valdrá:

$$H_1(\omega) = \frac{V_{S1}(j\omega)}{V_i(j\omega)} = 1 + e^{-j\omega T}$$

Esta función de transferencia se encuentra expresada de una forma muy simple, pero no resulta cómoda para resaltar ciertos detalles, teniendo en cuenta que el módulo de la suma de dos complejos no es la suma de los módulos. Con este objeto, es conveniente modificar ligeramente esa expresión, colocándola de otra forma diferente, concretamente en la forma módulo-argumental.

$$H_1(\omega) = e^{-j\frac{\omega T}{2}} \left[e^{j\frac{\omega T}{2}} + e^{-j\frac{\omega T}{2}} \right] = 2 \cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) e^{-j\frac{\omega T}{2}}$$

Al tener la función de transferencia expresada en forma de producto, resulta más fácil valorar el módulo y la fase del complejo. En concreto el módulo de esta función de transferencia vale:

$$|H_1(\omega)| = 2 \left| \cos\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|$$

El argumento de la función de transferencia también es muy fácil deducirlo, ya que se dispone de la función de transferencia en la forma módulo-argumental.

Su valor es:

$$\Phi_1(\omega) = -\frac{\omega T}{2}$$

El módulo de la función de transferencia tiene una variación según la ley cosenoidal, con máximos y nulos uniformemente espaciados y colocados en los siguientes lugares:

a) Los máximos se encuentran en valores de ω para los que se cumple que el coseno vale la unidad (tanto positivo como negativo), por lo que $\frac{\omega T}{2}$ habrá de valer $n\pi$, siendo n cualquier valor entero. Despejando el valor de ω que cumple esa condición:

$$\omega = \frac{2pn}{T}$$

Los máximos de la función de transferencia se encontrarán en los valores de frecuencias:

$$0, \quad 1/T, \quad 2/T, \quad 3/T, \quad \dots \dots \dots \quad n/T$$

siendo 2 el máximo alcanzado por la función de transferencia, justo para los valores de frecuencia que han sido calculados.

b) Los nulos de la función de transferencia, se obtienen en los momentos en los que se anula la función coseno, para lo que habrá de cumplirse que $\frac{\omega T}{2}$ sea un múltiplo impar de $\pi/2$, situación en la que el valor de ω cumplirá que:

$$\omega = (2n + 1) \frac{p}{T}$$

Los nulos de la función de transferencia se encontrarán en los siguientes valores de frecuencias:

$$1/2T, 3/2T, 5/2T, \dots (2n + 1)/2T$$

que lógicamente, coinciden justamente en el centro entre dos máximos.

Para la salida inferior del filtro (salida 2), el análisis sigue un procedimiento totalmente similar, estando la única variación en el signo “menos”, ya que resta las informaciones en vez de sumarlas.

Repitiendo las ecuaciones utilizadas en el cálculo de la función de transferencia del filtro anterior, se ha de comenzar estableciendo la señal de salida en el dominio del tiempo.

$$V_{S2}(t) = V_i(t) - V_i(t - T)$$

que pasará a ser en el dominio transformado:

$$V_{S2}(s) = V_i(s) - V_i(s)e^{-sT}$$

y si lo que se pretende es efectuar el análisis en régimen permanente

$$V_{S2}(j\omega) = V_i(j\omega) - V_i(j\omega)e^{-j\omega T}$$

expresable también de la siguiente forma:

$$V_{S2}(j\omega) = V_i(j\omega)[1 - e^{-j\omega T}]$$

de donde se deduce fácilmente la función de transferencia del filtro visto desde esa salida, que para este caso será:

$$H_2(\mathbf{w}) = \frac{V_{s2}(j\mathbf{w})}{V_i(j\mathbf{w})} = 1 - e^{-j\mathbf{w}T}$$

De la misma forma que se actuó para la otra salida, poniendo esta función de transferencia en la forma módulo-argumental

$$H_2(\mathbf{w}) = e^{-j\frac{\mathbf{w}T}{2}} \left[e^{j\frac{\mathbf{w}T}{2}} - e^{-j\frac{\mathbf{w}T}{2}} \right] = 2j \operatorname{sen}\left(\frac{\mathbf{w}T}{2}\right) e^{-j\frac{\mathbf{w}T}{2}}$$

A la vista de esta expresión se extrae muy fácilmente el valor del módulo de la función de transferencia

$$|H_2(\mathbf{w})| = 2 \left| \operatorname{sen}\left(\frac{\mathbf{w}T}{2}\right) \right|$$

y la característica de fase

$$\Phi_2(\mathbf{w}) = \frac{\mathbf{p}}{2} - \frac{\mathbf{w}T}{2}$$

Lo primero que se descubre al comparar las dos funciones de transferencia es que donde una tiene los nulos, la otra tiene los máximos y viceversa, lo cual es bastante lógico de razonar, ya que si hacia una salida se suman las señales y hacia la otra se restan, cuando por una de ellas, por ejemplo por la que se suma, la señal se duplica, es porque para esa frecuencia las dos señales implicadas se encuentran completamente en fase y si eso ocurre, por la salida donde se restan deberá de anularse completamente.

Si se ajusta el tiempo de retardo introducido por el circuito colocado en este filtro, de forma que coincida con el período de una línea:

$$T = T_h = \frac{1}{f_h}$$

los máximos y nulos que se han calculado anteriormente, eligiendo como ejemplo la función de transferencia vista desde la salida 1, estarán en las siguientes frecuencias:

Máximos: \rightarrow $0, f_h, 2f_h, 3f_h, \dots$

Mínimos: \rightarrow $\frac{f_h}{2}, 3\frac{f_h}{2}, 5\frac{f_h}{2}, \dots$

Sucedendo lo contrario para la función de transferencia vista desde la salida 2.

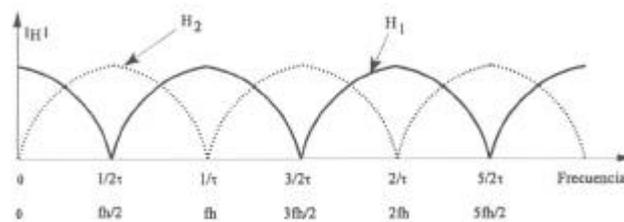


Figura 7.42

La representación gráfica del módulo de las dos funciones de transferencia se encuentra dibujada en la figura 7.42, representada a trazo continuo H1 y a trazo discontinuo la función H2.

Estas funciones de transferencia nos vienen perfectamente adaptadas para separar luminancia y crominancia, ya que la señal de luminancia contiene sus paquetes espectrales en múltiplos de la frecuencia de línea y la señal de crominancia los concentra justamente en las posiciones intermedias, en concreto en múltiplos impares de la semifrecuencia de línea.

En la figura 7.43 se ha dibujado la situación relativa de los espectros de las señales de luminancia y de crominancia y de las funciones de transferencia del filtro en peine que se acaba de estudiar, pudiéndose comprobar que dicho filtro actúa como si se tratase de un peine, “peinando” el espectro para llevar las señales, que en el espectro se encuentran imbricadas, cada una hacia su salida correspondiente.

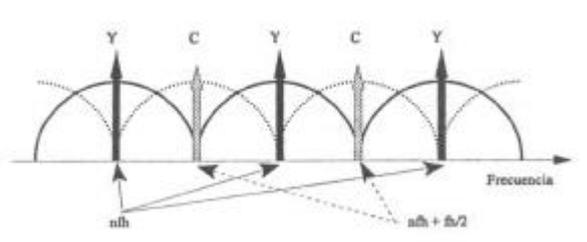


Figura 7.43

En la realidad, la distribución espectral no será tan simple y los paquetes espectrales no serán deltas, por lo que la separación no será tan perfecta como la que se acaba de contemplar, pero es muy grande la atenuación que sufre la señal hacia el canal al que no se desea su paso, consiguiéndose en gran medida el efecto deseado.

7.11.2. Filtro muesca.

Otra forma menos perfecta de separar las señales de luminancia y crominancia es mediante un filtro eliminador de banda conocido como “notch filter” para el canal de luminancia y un filtro paso banda (contrario del anterior) para el canal de crominancia.

La filosofía de este filtraje consiste en considerar que la mayor parte de la señal de luminancia se encuentra en la parte baja del espectro y que la señal de crominancia se encuentra en la parte alta, ignorando el hecho de que existirán informaciones interferentes que se cruzarán entre canales, en las zonas de espectro compartidas por las dos señales.

Dicho de otra forma, consiste en tomar como señal de luminancia toda la energía comprendida entre 0 y 3 Mhz y como señal de crominancia la que se encuentre por encima de 3 Mhz, hasta los 5 Mhz donde acaba el canal de vídeo. Además, las funciones de transferencia de los filtros no serán tan bruscas como para permitir el paso de las frecuencias que se encuentren en el límite de la banda y eliminar las que se encuentren inmediatamente después, al otro lado de la frecuencia de corte, lo que originará que los cortes sean graduales, centrados alrededor de las frecuencias que se acaban de describir.

Para el canal de luminancia, en vez de utilizar el concepto de filtro paso bajo se suele utilizar el concepto de “filtro muesca”. Lo que se hace en realidad es eliminar la banda de frecuencias que se encuentra alrededor de la frecuencia central eliminada, que lógicamente es el valor de la frecuencia subportadora. Instrumentar un filtro eliminador de banda consigue los mismos efectos que un filtro paso bajo, porque en realidad permite el paso de las frecuencias bajas (debajo de 3 Mhz) y altas (por encima de 5 Mhz), pero como por encima de 5 Mhz no hay nada, da igual que las deje o que no las deje pasar. Es muy fácil implementar un filtro eliminador de banda, que suele ser un circuito resonante seria colocado en paralelo con la señal, cortocircuitando esas frecuencias, siendo lo que normalmente se hace.

De igual forma, para el canal de crominancia, tampoco se suele colocar un filtro paso alto, sino que lo normal es colocar un filtro paso banda, centrado justamente en la frecuencia subportadora. Este filtro eliminará las frecuencias altas y las bajas, pero lo que realmente nos interesa es que elimina las bajas frecuencias porque altas frecuencias, por encima de 5 Mhz se sabe con certeza que no estarán presentes en la señal.

El esquema del circuito, resaltando esta forma de separar luminancia y crominancia, es el de la figura 7.44:

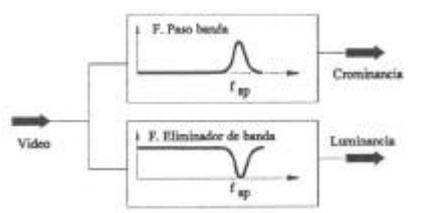


Figura 7.44

Para la mayoría de las imágenes manejadas normalmente, esta forma de separación da unos resultados aceptables, pero está claro que siempre penetrará algo de luminancia hacia el canal de crominancia y viceversa. Esta separación incorrecta se traduce en algunas imperfecciones en la imagen pero teniendo en cuenta que la mayoría de las escenas constan de grandes detalles y por tanto no tienen componentes de alta frecuencia, proporciona unos resultados aceptables.

8. Apéndice sobre el esquema óptico del sistema.

8.1. Emisor.

El emisor utilizado en el sistema es el fotodiodo LED de Hewlett-Packard HFBR-1412T. Este diodo emite luz de 820 nm de longitud y presenta una apertura numérica de 0.49.

El driver usado consta del integrado 74HC00T con cuatro puertas NAND que suministran la corriente necesaria al diodo para que éste inyecte luz en la fibra.

8.2. Fibra óptica.

Para la conexión del emisor y el receptor se ha usado un latiguillo de fibra óptica de una longitud de 3 metros. El tipo de fibra es multimodo a variación gradual del índice de refracción.

8.3. Receptor.

Para la recepción de la señal luminosa procedente de la fibra óptica se ha usado el fotodetector PIN de Hewlett-Packard HFBR-2416T.

Este fotodetector tiene integrado un preamplificador de transimpedancia que convierte en una tensión de salida la corriente eléctrica generada a partir de la potencia luminosa que entra por la fibra.

La responsividad de todo el integrado (fotodetector propiamente dicho y preamplificador) es de $7 \text{ mV}/\mu\text{W}$. El ancho de banda del fotodetector es de 125 MHz.

9. Hojas de catálogo.

- Philips Semiconductors: “AN1434 A phase locked fiber optic system using FM modulation”.
- Élantec: “DC Restored 100 MHz Current Feedback Video Amplifier”.
- Élantec: “EL4581C Sync Separator, 50% Slice, S-H, Filter”.
- Élantec: “EL2909C 100MHz DC-Restored Video Amplifier”.
- Philips Semiconductors: “NE564/SE564 Phase-locked loop”.
- Philips Semiconductors: “AN179 Circuit description of the NE564”.
- Philips Semiconductors: “NE592 Video Amplifier”.
- Philips Semiconductors: “74HC/HCT00 Quad 2-input NAND gate”.
- Hewlett-Packard: “HFBR-14X2 and HFBR-14X4 High Speed Low Cost Fiber Optic Transmitter”.
- Hewlett-Packard: “Glass Fiber-Optic Cable/ Connector Assemblies”.
- Philips Semiconductors: “AN1993 High sensitivity applications of low-power RF/IF integrated circuits”.
- Philips Semiconductors: “SA615 High performance low power mixer FM IF system”.
- Philips Semiconductors: “AN140 Compensation techniques for use with the NE5539/SE5539”.
- Philips Semiconductors: “NE5539/SE5539 High frequency operational amplifier”.
- SGS-Thomson Microelectronics: “TDA2030 14W Hi-Fi Audio Amplifier”.
- Hewlett-Packard: “125 MHz Low Cost Fiber Optic Receiver”.
- TOKO: “10.7 MHz FM Ceramic Filters”.
- Apéndice de video: “SISTEMAS DE TELEVISION”, Alfonso Martín Marcos, Ed. Ciencia 3, ISBN: 84-86204-70-4