

ANALISIS E IMPLEMENTACION DE UN CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA MEDIANTE LAZO ANALÓGICO

Tomás Fernández Ibáñez

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail: tomas.fernandez@unican.es

Juan Luis Cano de Diego

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail: juanluis.cano@gmail.com

Abstract- In this paper a technique for analysis and design of an Automatic Frequency Control (AFC) system is presented. Transient Envelope is used as simulation tool, due to the AFC features in terms of response time and spurious components at the output. From a previous stage of analysis and design, the final implementation of the AFC, using commercial analogical components, will be presented. The obtained results in the laboratory will show the validity and limitations of both simulations and the selected circuit architecture, allowing circuit modifications to improve its performance.

I. INTRODUCCIÓN

En la mayoría de los sistemas de comunicación actuales, se puede comprobar como la señal que llega a la primera etapa del receptor presenta un error en su frecuencia respecto a la frecuencia de la señal portadora que se desea recibir. Como ejemplo, en los sistemas de comunicación por satélite, este error se debe a varias causas, como el efecto Doppler producido por la leve variación de la órbita del satélite y, principalmente, al diseño de los sistemas que realizan la primera conversión en frecuencia. En el bloque de bajo ruido (LNB) el oscilador local (OL), generalmente por razones de coste, se construye mediante un oscilador libre a resonador dieléctrico (Free Running DRO), el cual se ve afectado en su frecuencia de salida tanto por perturbaciones mecánicas como climáticas. Esto origina un error en la frecuencia de la señal que llega al receptor que debe ser eliminado para una recepción de calidad.

Existe la posibilidad de solucionar este problema utilizando un sintetizador para generar la frecuencia del oscilador local de la primera conversión en frecuencia, pero esto deriva en una solución más costosa y compleja en su implementación respecto a la que se presenta en este artículo.

II. CONFIGURACIÓN DEL AFC

El funcionamiento como control automático de frecuencia se basa en una configuración de lazo realimentado, el cual es capaz de corregir progresivamente el error en la señal de salida hasta mantener a ésta estable en la frecuencia deseada [1].

El elemento principal dentro del lazo es el detector en cuadratura. El hecho de que la naturaleza de la señal de entrada sea muy similar a la de una señal modulada en frecuencia (FM), hace que sea necesario emplear un demodulador FM como subsistema capaz de transformar las variaciones de frecuencia de la señal de entrada en variaciones de voltaje de continua. Este voltaje es el que actúa sobre la entrada de un oscilador controlado por tensión (VCO) el cual se encarga de corregir la frecuencia resultado de la mezcla de éste con la señal de entrada, manteniendo así una frecuencia estable en la salida del sistema.

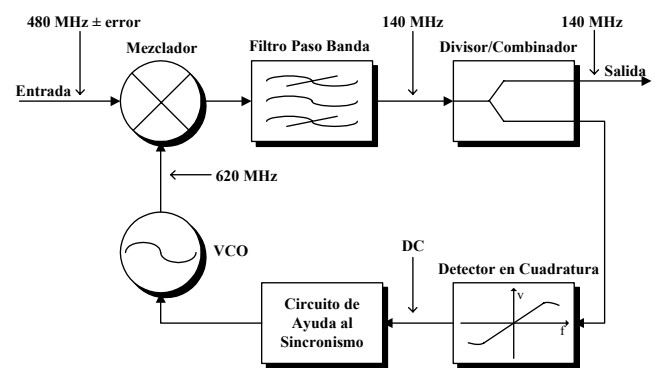


Fig. 1. Esquema general del AFC.

A. Detector en Cuadratura

Para llevar a cabo la detección del error en frecuencia, el detector en cuadratura primeramente transforma las variaciones de frecuencia en variaciones de fase mediante un circuito tanque RLC, y posteriormente, detecta ese cambio en la fase por medio de un detector de fase formado por un mezclador y un filtro paso bajo.

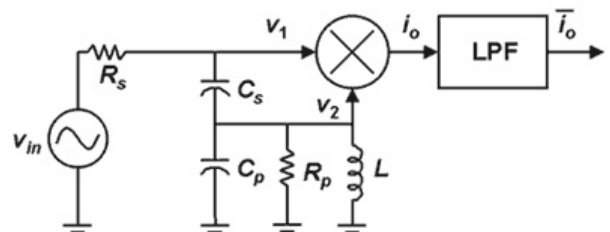


Fig. 2. Esquema general del detector en cuadratura.

En la figura 2 se puede observar como la salida del circuito tanque produce un desfase variable en función de la

desviación en frecuencia respecto a la frecuencia de la portadora a la que está sintonizado dicho circuito tanque [2].

$$v_2 \approx v_1 \cdot Q \frac{C_s}{C_s + C_p} \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \angle 90^\circ + \tan^{-1} a \quad (1)$$

En esta expresión, Q representa el factor de calidad del circuito tanque, el cual viene dado por la ecuación:

$$Q = \frac{R_p}{\omega_n L} \quad (2)$$

Mientras que ω_n es la frecuencia de resonancia del circuito desfásador, definido por la expresión:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L(C_p + C_s)}} \quad (3)$$

Finalmente, el término a representa la desviación en frecuencia normalizada, el cual se obtiene como:

$$a = 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_n} \quad (4)$$

En esta última expresión, $\Delta\omega$ representa la desviación en frecuencia respecto a la frecuencia de la portadora.

A partir de la ecuación (1) se puede comprobar que el circuito tanque RLC introduce un desfase fijo de 90° entre las dos señales, al que se añade un término adicional dependiendo de la desviación en frecuencia. Cuando se alcanza el estado estable, esto es, cuando se elimina el error en la salida del sistema, la tensión de salida del detector en cuadratura es nula. Esto último se puede comprobar a partir de la expresión:

$$\bar{v}_o = \frac{Q}{2} \frac{C_s}{C_s + C_p} \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \cdot \sin(\theta) \quad (5)$$

Donde se ha aplicado que $\theta = \tan^{-1}(a)$. Por último, para comprobar más fácilmente la función de transferencia de este bloque, se muestra a continuación una representación gráfica de la ecuación (5) de forma normalizada, esto es, eliminando los términos constantes. Se puede apreciar el amplio rango lineal de la curva, razón por la que ha sido elegido este detector frente a otras opciones.

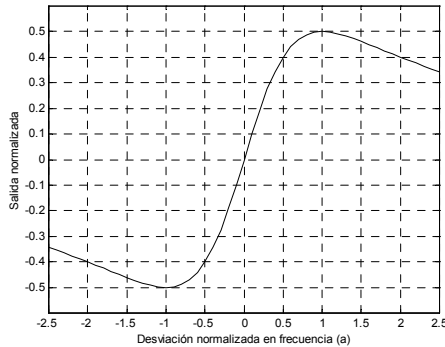


Fig. 3. Curva característica del detector en cuadratura.

B. Circuito de Ayuda al Sincronismo

El hecho de que la salida del detector en cuadratura sea nula y oscile en torno a este valor dependiendo de la

variación del error en la frecuencia a la entrada del sistema crea un problema de cara a la entrada de sintonía del VCO.

Normalmente, como tensión de sintonía los VCO sólo aceptan tensiones positivas por lo que se hace necesario la inclusión de un circuito capaz de añadir una tensión de continua, a modo de offset, respecto a la que se obtiene a la salida del detector de cuadratura. De esta forma se consigue que la frecuencia de salida del VCO se sitúe en la mitad de su rango de variación cuando el sistema se encuentra enganchado y el error en la salida es nulo.

De esta forma, como circuito de ayuda al sincronismo se ha diseñado un circuito resistivo, y por tanto no dependiente de la frecuencia (salvo parásitos), formado por tres resistencias en configuración de T, donde por un terminal se introduce la tensión de alimentación, por el otro la tensión proveniente del detector en cuadratura y del centro se extrae la tensión de sintonía del VCO.

C. Oscilador Controlado por voltaje (VCO)

La única consideración a tener en cuenta respecto al VCO es el rango de frecuencias en el que puede operar. Como se ha comentado, es conveniente que en una situación de equilibrio, en la que no haya error a la entrada, el VCO se sitúe en la mitad de su rango de variación.

En el caso concreto de este sistema, se supone que la entrada al mismo se sitúa en los 480 MHz en ausencia de error, para una señal de salida de valor 140 MHz. Esto lleva a la elección de un VCO con una frecuencia central de 620 MHz y un rango de variación lo suficientemente grande como para permitir una máxima variación en la frecuencia de entrada del sistema de ± 15 MHz.

D. Filtro Paso Banda (BPF)

De los datos anteriormente presentados, y de la configuración del sistema, se infiere que las principales características de este filtro han de ser un ancho de banda (BW) de 30 MHz y una frecuencia central de 140 MHz. De esta forma, este filtro elimina los diferentes espurios a la salida del mezclador permitiendo únicamente el paso de la señal deseada a la salida del sistema, evitando modulaciones frecuenciales indeseadas.

E. Combinador/Divisor

Como subsistema diseñado para dividir la señal se ha empleado un circuito resistivo conocido como *sniffer*. Dependiendo del valor de las resistencias que lo constituyen es capaz de variar la relación de señal entre las salidas del mismo. Debido al escaso nivel de señal que es necesario para realizar la detección del error en frecuencia, el *sniffer* se configura para que las pérdidas entre su entrada y la salida del sistema sean mínimas.

III. SIMULACIÓN

La simulación del sistema se ha realizado mediante el programa Advanced Design System (ADS) de Agilent Technologies.

La técnica de análisis de envolvente (Envelope), de la cual dispone este simulador, es la única válida para el análisis de un sistema como este, ya que aplica las técnicas del dominio temporal sobre la solución al balance armónico en el dominio de la frecuencia. De esta forma se permite el

análisis de señales complejas en un tiempo de simulación razonable, pudiendo observar la evolución de las señales tanto en el dominio temporal como en el dominio frecuencial.

El análisis de la evolución temporal del circuito es de suma importancia en nuestro caso puesto que, al estar basado el sistema en un lazo realimentado, resulta de gran ayuda la observación del transitorio inicial hasta alcanzar el estado estacionario. Por otra parte, el análisis en el dominio frecuencial surge por la necesidad de simular y evaluar el valor de las posibles componentes de intermodulación que surgen a resultas de la utilización de componentes no lineales y diferentes frecuencias de entrada al circuito.

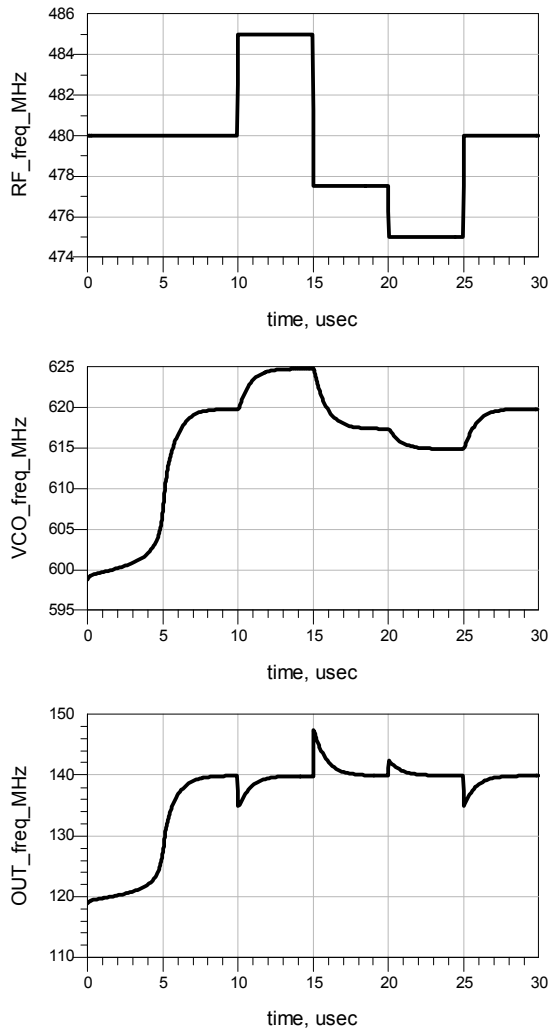


Fig. 4. Resultados obtenidos en la simulación; (a) Frecuencia de entrada del sistema; (b) Evolución de la frecuencia de salida del VCO; (c) Evolución de la frecuencia de salida del sistema.

En la figura 4.a se muestra como, después de un tiempo suficiente para que el sistema alcance el estado estable inicial, se generan en la entrada una serie de cambios bruscos en la frecuencia. Por otra parte, en la figura 4.b se aprecia como la frecuencia de salida del VCO sigue los cambios anteriores de forma que en la salida del sistema, representada en la figura 4.c, la frecuencia se mantiene en los 140 MHz, con unos lógicos tiempos de retardo debido al transitorio de los cambios.

Por último, queda evaluar el comportamiento del sistema en función de la frecuencia. De esta forma, en primer lugar se presenta el rango de enganche del sistema, que puede

entenderse como el rango frecuencial dentro del cual puede variar la frecuencia de la señal de entrada manteniendo una señal de salida estable a la frecuencia deseada.

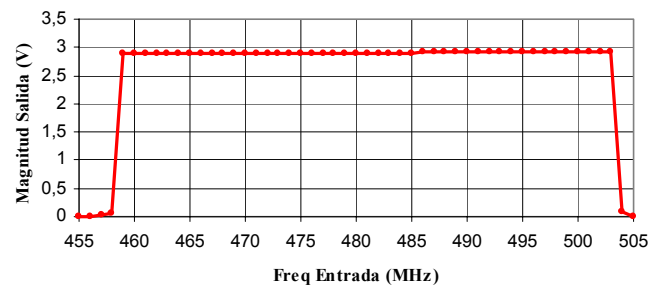


Fig. 5. Rango de enganche del AFC.

A la vista de la anterior gráfica, se concluye que en simulación el rango de enganche es de 44 MHz, bastante mayor de los 30 MHz pretendidos inicialmente.

Finalmente, se muestra la característica principal de un control automático de frecuencia como es la estabilidad de la frecuencia de salida del sistema en función de la variación de la frecuencia de entrada al mismo. En un sistema ideal, la variación de la frecuencia de salida sería nula, pero en este sistema, teniendo además en cuenta su amplio rango de enganche, existe un pequeño error en dicha frecuencia que aun persiste a la salida.

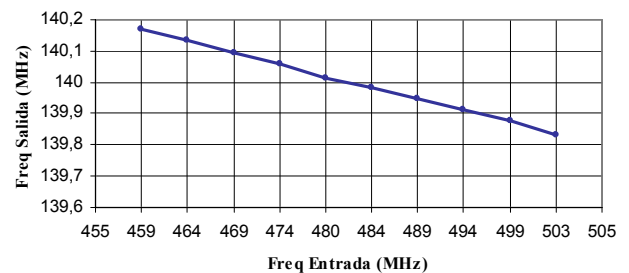


Fig. 6. Frecuencia de salida vs. Frecuencia de entrada.

Se puede ver en la anterior figura que el rango de error de la salida es de 338 KHz dentro del rango de enganche del AFC. De la observación de las figuras 5 y 6 se puede extraer la conclusión de que, mientras que se permite un error en frecuencia en la entrada del sistema dentro del rango de enganche del mismo, la salida de éste se sitúa en los 140 MHz con un error comprendido dentro de un rango de 338 KHz, siendo una señal estable tanto en frecuencia como en amplitud.

IV. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

Antes de presentar los resultados experimentales obtenidos, es conveniente apuntar que las únicas diferencias entre el sistema de la figura 1 y el que finalmente ha sido simulado y montado fueron: una serie de amplificadores situados allí donde se hacían necesarios para alcanzar unos niveles de señal adecuados, y la sustitución del condensador C_s del detector en cuadratura por un *Hibrido 90°*, el cual proporciona una mejor respuesta en frecuencia, obteniendo un desfase de 90° en un mayor rango de frecuencias.

Como comprobación del funcionamiento del sistema se presentan dos gráficas equivalentes a las gráficas de las figuras 5 y 6 de forma que se pueda establecer una

comparación. Teniendo en cuenta una potencia de la señal de entrada del sistema de 0.1 dBm se tiene:

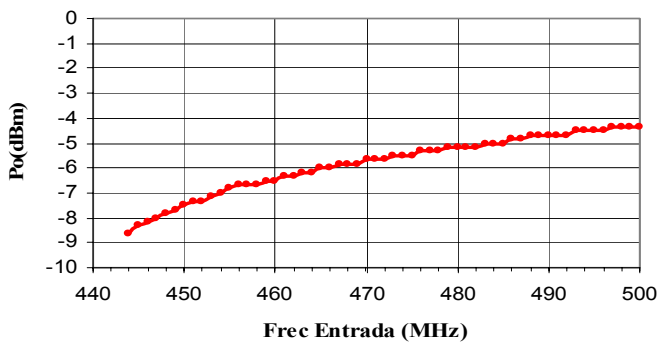


Fig. 7. Potencia de salida vs. Frecuencia de entrada.

A la vista de la anterior figura se puede comprobar como, tras el montaje, el ancho de banda de sincronismo se ha desplazado ligeramente hacia abajo aunque, por otra parte, éste ha aumentado significativamente. Por otra parte, el nivel de señal a la salida del sistema ha perdido su característica plana, no obstante, las pérdidas son bastante razonables y su variación es relativamente pequeña teniendo en cuenta el amplio margen de frecuencias de funcionamiento.

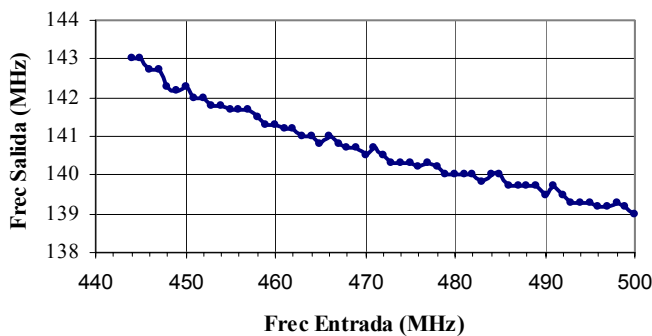


Fig. 8. Frecuencia de salida vs. Frecuencia de entrada.

En la figura 8 se puede comprobar como es el funcionamiento del sistema como control automático de frecuencia. Al igual que la figura 6, representa la variación o error que vamos a tener a la salida del sistema en función de la frecuencia de la portadora que llega al mismo, dentro del ancho de banda de sincronismo.

A continuación se muestra un cuadro resumen con los diferentes resultados obtenidos:

	Especificaciones	Simulación	Medida
BW de sincronismo	30 MHz	44 MHz	54 MHz
Error a la salida	0 Hz	338 KHz	4 MHz
Variación de potencia	0 dB	~ 0 dB	4.34 dB

Tabla 1. Cuadro resumen de resultados obtenidos y especificaciones iniciales.

V. CONCLUSIONES

A la vista del desarrollo de un AFC presentado en estas líneas, se puede concluir que es perfectamente posible el diseño de un sistema con la capacidad de eliminar las inestabilidades en frecuencia de una señal de una forma sencilla y económica.

Los resultados obtenidos son plenamente satisfactorios teniendo en cuenta el carácter experimental del diseño. En caso de perseguir un fin comercial se han de definir unas especificaciones acordes que redundaran, principalmente, en un ancho de banda de sincronismo menor, con lo que, ya de por sí, eliminará gran parte del error en frecuencia existente en la salida del sistema.

Finalmente, señalar que el elemento crítico dentro de este sistema es el detector en cuadratura; de su diseño y calidad de los elementos que lo constituyen depende en gran medida la precisión y linealidad del sistema obtenido.

VI. AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren hacer constar su agradecimiento, por el apoyo prestado, al proyecto TIC2002-04084-C03-03, dentro del cual se ha llevado a cabo este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] Masaki Noda, Akio Yamamoto, Yoshimi Iso, Hiromiki Tanaka and Satoshi Adachi, "A Front End for digital satellite TV broadcasting receiver", IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.40, No. 3, AUGUST 1994.
- [2] Danielle Coffing and Eric Main, "A Quadrature Demodulator Tutorial", Artículo publicado en www.techonline.com el 4 de Junio de 2001.