

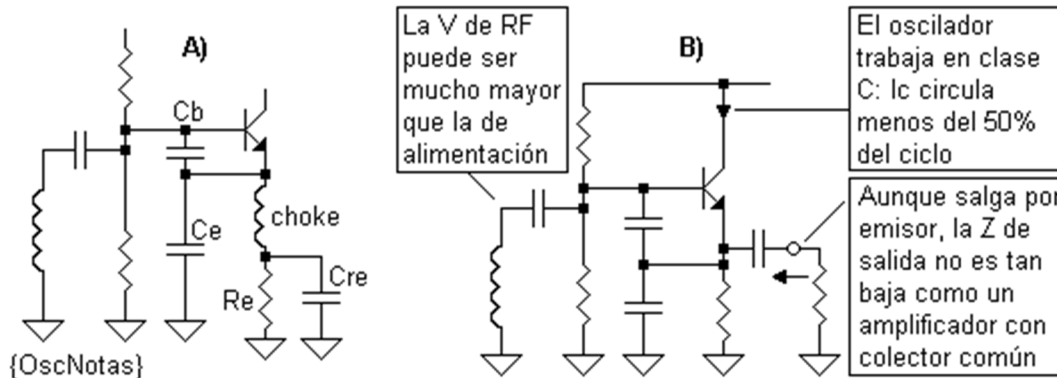
OSCILADORES

Osciladores en general

Si tuviésemos que reducir a un mínimo absoluto la cantidad de tipos de osciladores LC, son tres:

- 1) Hartley (realimentación inductiva). Las únicas variantes son que la realimentación se inyecte en una derivación, o en un bobinado auxiliar.
- 2) Colpitts (realimentación capacitiva). Si se ve un capacitor en serie con la bobina (oscilador Clapp), no es cierto que el circuito oscile a la frecuencia de resonancia serie de ese tanque: ese capacitor es en realidad parte de un divisor capacitivo. Si en lugar de la bobina se tiene un cristal, se llama oscilador Pierce, y en la frecuencia de oscilación el cristal se comporta como inductancia.
- 3) Franklin (resonancia serie). El resonador (LC o cristal) está explícitamente en serie con la realimentación, oscila en su frecuencia de resonancia serie, y necesita que tanto la impedancia de excitación como la de carga sean bajas y resistivas.

* Vemos en A) de la figura {OscNotas} un típico oscilador Colpitts:



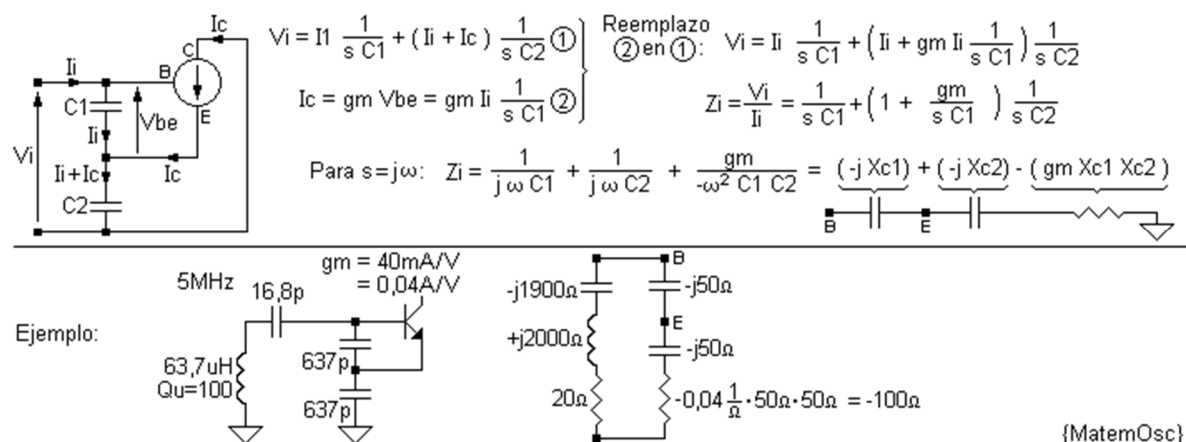
Re provee realimentación de continua, y Cre es un capacitor de desacople. ¿Pero quién quiere desacoplar algo en ese punto? La poca RF que pase por el choke, si queda aplicada a Re no le debería molestar. Entonces se decidió sacarlo. El oscilador ya no arrancó. ¿Por qué? Insistí con el razonamiento: en el diseño original, Cre es lo suficientemente grande como para comportarse como un cortocircuito a la frecuencia del oscilador, y entonces el emisor mirando hacia la red "ve" sólo la reactancia del choke. Entonces, pensé que si se saca Cre tendremos una impedancia mayor (mejor) pues se sumará vectorialmente Re, lo cual debería ser ventajoso para la RF en emisor. Pero la realidad demostraba que algo fallaba en la idea. Veamos.

Supongamos que el choke y C_e son reactancias puras (Q infinito). El choke es una reactancia inductiva. Entonces, al estar en paralelo con la reactancia capacitiva de C_e , equivale para la RF a tener un capacitor de valor algo menor, pero que sigue siendo puro. Pero si ponemos en circuito a R_e para la RF, lo que quedará en paralelo con C_e será un inductor con una resistencia paralelo equivalente no infinita, y esta resistencia de pérdidas absorbe parte de la energía de RF, disminuyendo la amplitud o incluso evitando el arranque en casos extremos.

En B) tenemos algunos aspectos poco conocidos de un oscilador:

- Casi todo oscilador trabaja en clase C a menos que se tomen medidas especiales (control automático de nivel, etc.). O sea que la mayor parte del tiempo el transistor está al corte.
- La V_{be} medida con un tester de CC es inversa, o bien, menor que los 0,7V que cabría esperar. Esto se explica con el punto anterior (clase C). Lo mismo pasaría en un amplificador acoplado a capacitancia y sobreexcitado. Salvando las distancias, tenemos el mismo fenómeno al medir la tensión media sobre un diodo de cualquier fuente de alimentación: da que está en inversa.

* En {MatemOsc} los amantes de la matemática se encontrarán a sus anchas deduciendo cómo es que oscila un Colpitts:



Para simplificar, se supone un transistor con h_{fe} infinito (o bien un FET), y capacitores con Q infinito. Se termina demostrando que el efecto del transistor en el circuito es agregar una resistencia negativa en serie con los capacitores. Si la suma de esta resistencia más la de pérdidas de la bobina da negativo, el circuito oscila. En el caso del ejemplo (es la versión Clapp, Colpitts con derivación capacitiva), vemos que esta condición se cumple holgadamente. Esto significa que la amplitud de la oscilación arrancará y crecerá rápidamente, y cuando el transistor comience a limitar su g_m efectiva disminuirá hasta que la $-R$ generada iguale automáticamente la de la bobina.

Variaciones de frecuencia de los osciladores

La frecuencia de un oscilador está determinada principalmente por los valores de L y C del tanque (circuito sintonizado) oscilador propiamente dicho y además, aunque en menor grado, por las inductancias y capacitancias del conexionado y del elemento activo, por la rotación de fase de éste, y aún por elementos resistivos que no se encuentren exactamente en paralelo o en serie con el tanque sino en derivaciones. El cambio en el valor de cualquiera de estos elementos ocasiona un corrimiento en la frecuencia de oscilación. A continuación analizaremos las causas de los corrimientos indeseados.

- Temperatura. Los capacitores e inductores varían sus valores con la temperatura. Para retardar o suavizar la influencia de la temperatura ambiente cambiante y del calor generado por las válvulas, se suele alojar el tanque en un compartimiento de madera u otro aislante térmico. También se puede compensar el coeficiente térmico de la bobina con una combinación determinada experimentalmente de capacitores de coeficiente contrario (comúnmente tipo N750, o sea, con -750 partes por millón por grado centígrado = $-0,075\%$) y NP0 (nulo), procurando que en conjunto se cancelen lo más perfectamente posible. Una falla del sistema es que la velocidad con que se calienta o enfría la bobina es diferente a la de los capacitores (idea: poner los N750 en contacto térmico con la L), por lo que esto funciona si los cambios son lentos.

Una tercera causa de corrimiento térmico es el autocalentamiento de éstos por las pérdidas de potencia en la bobina (por resistencia debida al efecto pelicular), histéresis dieléctrica en los capacitores. Para reducirlas se prefieren bobinas con un Q propio ("Q descargado") lo más elevado posible, de alambre grueso y devanadas sólidamente sobre la forma, y capacitores de bajo factor de disipación, por ejemplo, de aire, mica, o poliestireno. El autor tuvo la experiencia de un oscilador con capacitores "Plate" de cuerpo ocre y franja amarilla (no recomendados para sintonía) y que aparentemente no terminaba nunca de estabilizarse. Además se debe reducir el acoplamiento al elemento activo para minimizar la corriente circulante por el tanque y, por lo tanto, el autocalentamiento. Sin embargo, no debe exagerarse la reducción del nivel de salida (aun cuando se envíe después a un amplificador) para no empeorar la relación señal ruido del oscilador, especialmente si se usa en recepción. Además un oscilador al borde de la no oscilación varía mucho su nivel de un extremo a otro de su rango.

Para evitar el corrimiento cada vez que se pasa a transmisión, conviene dejar con alimentación al OFV durante los períodos de recepción para que no se enfríe.

Si el equipo es de AM, para evitar que interfiera al receptor se lo debe desplazar unas decenas de KHz, lo que se logra agregando una pequeña capacitancia al tanque conmutada por un diodo.

Los ferrites (y en menor proporción el carbonyl o polvo de hierro) varían apreciablemente su permeabilidad con la temperatura, por lo

cual deben evitarse como núcleos de osciladoras. De todos modos, no habrá gran inconveniente si su influencia es pequeña, como en el caso del receptor del número 72.

Por último, mencionemos la variación de las capacitancias interelectrónicas de las válvulas debida al calor producido por el filamento y la disipación de placa. En los transistores estos parámetros varían en forma más pronunciada, pero en la práctica resultan más estables, pues su disipación es mucho menor. Un reducido acoplamiento entre el tanque y el elemento activo también es beneficioso en este sentido, pues tales capacitancias estarán entonces en paralelo con capacitores de alto valor (si se usa derivación capacitiva), o bien conectadas a derivaciones de baja impedancia de la bobina, lo cual disminuye el efecto resultante de tales variaciones.

- Tensión de alimentación. Las capacitancias interelectrónicas de las válvulas son esencialmente independientes de las tensiones con que se polarizan. Sin embargo, debe tenerse en cuenta el efecto Miller, por el cual la capacitancia de entrada total es la de grilla a cátodo, más la de grilla a placa multiplicada por la ganancia de tensión, y esta ganancia sí depende de las polarizaciones.

Las capacitancias de los transistores dependen marcadamente de las condiciones de CC (efecto varicap) pero afortunadamente es muy sencillo regular la alimentación (por ejemplo, con un zenner o regulador de tres patas). La alimentación del OFV puede variar por un cambio de la tensión de red o del consumo de alguna etapa de RF al ser sintonizada, y también por el modulador si éste funciona en clase B (pues varía el valor medio de las corrientes de placa, lo que modifica el valor medio del +B). Ninguna de estas causas puede subsanarse aumentando la capacitancia de desacople de la alimentación, debiéndose estabilizar la misma. No hará falta mencionar que nunca debe modularse en amplitud directamente al oscilador.

- Inestabilidad mecánica. Para evitar corrimientos debidos a vibraciones, debe devanarse la bobina fuertemente sobre la forma, la que podría ser torneada helicoidalmente para mejores resultados. Nunca se usen bobinas autosoportadas, salvo las del tipo "miniductor", con costillas de soporte. La transmisión del variable no debe producir retroceso (backlash) después de ser accionada. Asimismo, debe estudiarse la rigidez mecánica del lugar donde se monta el variable, y la posibilidad de que vibre al accionar los controles del equipo, por ejemplo, al rotar una llave. El montaje sobre virolas, aunque es efectivo para reducir el microfonismo, no permite asegurar firmemente al chasis. Es mucho mejor atornillarlo directamente al chasis y colocar el parlante en un gabinete aparte.

- Variación de la carga. Ocurre comúnmente al sintonizar la etapa siguiente al OFV. En tal caso, debe usarse una o más etapas

"amortiguadoras" o "separadoras" (buffer) para aislar esa carga variable. Lo mismo vale para la excitación de una etapa clase C modulada en amplitud: a medida que la alimentación de placa varía a lo largo del ciclo de modulación, también influye sobre la impedancia de grilla. Si está conectada directamente al OFV, esto puede producir modulación de frecuencia indeseada. Sin embargo, con el uso de un oscilador con acoplamiento electrónico (pentodo) se puede obviar la etapa buffer. Este OFV oscila entre grilla y cátodo, y la pantalla hace de placa (desacoplada a masa para la RF mediante un capacitor) de este "tríodo". Como el acoplamiento con la salida es a través del haz de electrones y no una conexión "física", está independizado de la carga. Este circuito, muy popular, es el usado en el transmisor de 80/40m publicado en nuestro boletín.

- Realimentación desde etapas posteriores. Este es un efecto poco comprendido. Aun cuando se tengan etapas separadoras, puede correrse el OFV al sintonizar una etapa excitadora o final por cualquier tipo de acoplamiento parásito con éste. Debe tenerse en cuenta que, en cualquier punto interior de un transmisor, el campo de RF es muy intenso, debiendo blindarse el compartimiento del OFV para evitar que sea alcanzado por esta radiación. Asimismo deberá cuidarse que ninguna corriente de RF importante de la etapa final circule por la masa del oscilador. Lo ideal sería colocar todo el OFV en un gabinete exterior al transmisor. También deberá evitarse que la RF entre por los cables de alimentación, desacoplando +B y filamento, si es posible con capacitores pasantes (feedthrough). Un método elegante para que la realimentación no ocasione inconvenientes, es hacer funcionar al OFV en una frecuencia distinta a la de trabajo, por ejemplo, la mitad, y luego colocar un doblador. Si se desea salida en 3500KHz, debe oscilar en 1750KHz. No es cierta la creencia de que esto se haga así porque "se corre la mitad". Si un oscilador dado se corre 100Hz en 3500KHz y otro de 1750KHz se corre 50Hz en iguales condiciones, y en igual período de tiempo, decimos que los dos tienen la misma estabilidad relativa, porque los 50Hz del segundo se irán de todos modos a 100 cuando dupliquemos frecuencia. Pero el de f mitad, en cambio, será más insensible que el de fundamental en cuanto a influencia de acoplamientos. También este principio se usa en el transmisor mencionado: oscila en 160m, duplicando para 80, o cuadruplicando para 40.

Es importante notar que las dos últimas causas de variación, por ser sensibles a los ajustes posteriores a la puesta en frecuencia del transmisor, pueden pasar inadvertidas para el operador, puesto que una vez que se está a batido cero con la estación recibida, los ajustes de excitación, carga y placa se prosiguen con el receptor mudo.

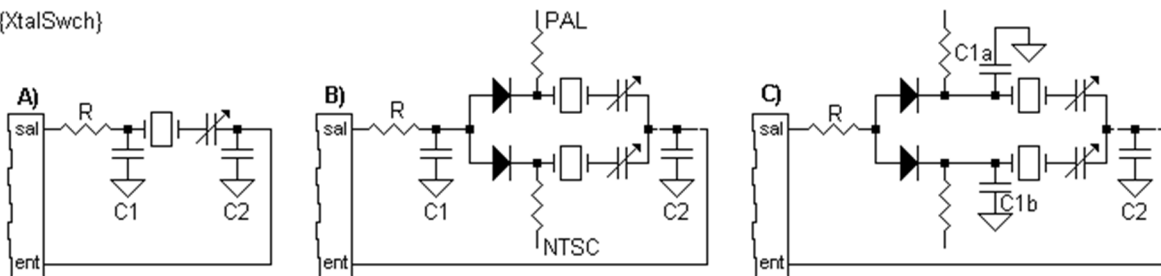
Osciladores a cristal

* Tallar cristales en casa: de la 2a guerra mundial quedó un surtido de cristales FT243, esos que se pueden desarmar sacando los tornillos y que tienen el cristal entre dos chapitas. Las revistas de los años 60 y 70 sugerían la posibilidad de subirlos de frecuencia por adelgazamiento: frotándolos contra un vidrio con polvo limpiador describiendo un ocho, o sumergiéndolos en ácido fluorhídrico. Actualmente estas manipulaciones están en la categoría de "miedo": se corre el riesgo de que los cristales resultantes sean de "poca actividad", o sea, alta R serie (que no arranquen en un oscilador), o tengan demasiado marcados los modos no deseados (cosa indeseable si son para un filtro). Si a uno se le va la mano con el adelgazamiento, el remedio era agregar grafito con un lápiz, lo cual baja aún más la actividad. Además, ya no son fáciles de conseguir. Los más modernos son herméticos porque son al vacío o de atmósfera inerte, debido a que el cuarzo está conectado a los alambres mediante metalizaciones en sus caras. Si se tiene la osadía de abrir uno (alguien lo hizo para cambiar a PAL N los cristales de PAL M) al cabo de un tiempo dejará de oscilar porque se oxidó el metalizado. Consejo: mande a hacer el cristal, o intente rediseñar el circuito para la frecuencia de los que pudiera encontrar, o genere las frecuencias que necesite por sintetizador.

* Tomado de una nota de aplicación de sintetizadores MC145xxx: es normal que la frecuencia de un oscilador a cristal con CMOS aumente muy levemente al subir Vdd. Si baja o se vuelve inestable es porque está sobreexcitado: hay que colocar (o aumentarla si ya está) una R en serie con la salida del oscilador.

* Es común conmutar cristales con diodos, figura {XtalSwch}:

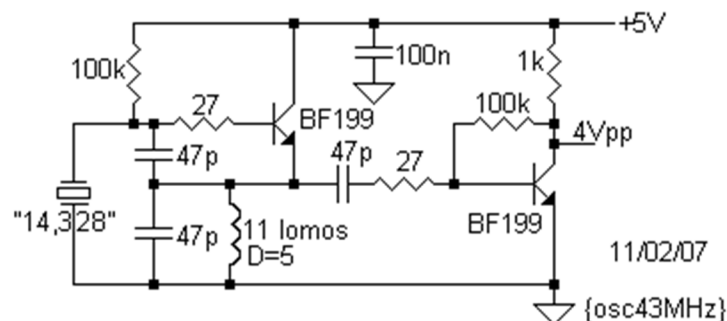
{XtalSwch}



A) es el circuito original con un solo cristal. En B) se polariza en directa a uno u otro diodo (en este caso en particular, ello se logra poniendo a masa el resistor respectivo, y el CI suministra la corriente de polarización). Pero aquí la resistencia de conducción del diodo queda directamente en serie con la del cristal, lo que puede comprometer el arranque si es un cristal con baja "actividad" (alta R serie). En C) se tiene una opción mejor: el diodo simplemente aumenta la resistencia de salida del oscilador, pero no está dentro del circuito resonante.

Si uno no está obligado a respetar el oscilador único del diseño original, es más aconsejable usar un oscilador independiente para cada frecuencia, y conmutar sus alimentaciones.

* Se puede hacer oscilar en 3er o 5to sobretono a casi cualquier cristal hecho para fundamental. Por ejemplo, un cristal de 7,16MHz colocado en un oscilador preparado para oscilar en sobretono a 21,48MHz, arrancará en dicha frecuencia como si hubiese sido fabricado para ello. En {osc43MHz} se utilizó un cristal tallado para tener una fundamental en 4 x frecuencia de croma PAL-N. El secreto para sacarle las ganas de oscilar en esa fundamental, es la bobina en emisor: si bien no es demasiado crítica, no es un simple choke, tiene que lograr que, a la fundamental, la reactancia efectiva allí sea inductiva, lo que destruye la condición necesaria para un Colpitts.



* Que quede en claro: cuando un cristal se hace oscilar en un sobretono, NO genera absolutamente NADA de energía a la frecuencia de resonancia natural, ni a las de otros sobretonos.

* Si no está seguro si eligió bien un plan de frecuencias, y teme que haya pajaritos (lo que obligaría a cambiar el plan y tener que encargar un cristal de otra frecuencia), conecte provisoriamente un generador variable en los terminales donde irá el cristal (si es que uno de ellos es masa). En algunos casos, basta con reemplazar el cristal por un circuito LC.

Pero atención: en un oscilador a cristal de sobretono, hay inevitablemente un LC que es el encargado de favorecer la oscilación en el sobretono correcto; si el cristal se reemplaza por un cortocircuito, se tendrá una oscilación a la frecuencia de dicho LC. Esta es la razón por la cual al reemplazar un cristal por un oscilador externo en su zócalo, el oscilador insistía en desobedecer a la frecuencia externa a menos que su nivel fuese bien alto. Para garantizar que el oscilador deje de oscilar y obedezca a funcionar como amplificador, se colocó algunos cientos de ohm en serie con el generador.

* ¿Por qué los osciladores a cristal son más estables que los LC? Uno se tiente de responder "porque los cristales son más estables". Pero hasta ahí tenemos la mitad de la verdad.

Supongamos un circuito con bobina y capacitor que estén perfectamente compensados en temperatura. Al conectarles un elemento activo real para conformar un oscilador, éste ya no será tan perfecto, debido a que todo elemento activo tiene impedancias de entrada y salida con partes capacitivas que sí dependen de la temperatura. Lo que se hace entonces es conectar flojamente el transistor al sintonizado (en derivaciones capacitivas o inductivas) para que estas capacitancias viajeras intervengan lo menos posible en la determinación de la frecuencia.

Pero aún si pudiésemos usar una derivación muy baja sin que deje de oscilar, todavía hay un factor que conspira contra la estabilidad: el desfase del transistor también es variable con la temperatura. Todo oscilador oscila a la frecuencia en que la suma del desfase del amplificador más el de la red selectiva da exactamente cero. Si el desfase del amplificador varía, para mantener nula la suma de desfases, la frecuencia inevitablemente tendrá que variar. ¿Y cuánto variará? Depende del Q cargado del resonador: si es un cristal, será muy poco lo que tenga que correrse la frecuencia de oscilación para mantener la fase, y éste es el último secreto de la estabilidad con osciladores a cristal: su alto Q.

* Sí, es cierto, los cristales de menor frecuencia envejecen menos, para igual corte y modo. Supongamos que deseamos tener un generador patrón de 10MHz y se dispone de estos 3 cristales (todos con el mismo corte AT):

- 1) 10MHz en modo fundamental.
- 2) 3,333MHz en modo fundamental, seguido de una etapa triplicadora.
- 3) 10MHz en 3er sobretono.

Los 10MHz generados con el método 2 serán más estables en el tiempo que con el 1 pues el cristal es más grueso.

El método 3 es igual de bueno que el 2, porque un cristal de 10MHz 3er sobretono en realidad es uno de 3,333MHz en fundamental, y también se aplica el criterio del grosor. Si no fuera porque el 3er sobretono no es exactamente el triple de la fundamental, los cristales de 2) y 3) podrían ser el mismo.

Lo que NO es cierto es la creencia tristemente difundida de que los cristales de menor frecuencia son más estables porque a igual porcentaje de corrimiento la cantidad de hertz corridos es menor. Es una tontería, lo que importa es el corrimiento porcentual (mejor dicho, relativo), no los Hz (corrimiento absoluto), pues si se usa un cristal de baja frecuencia y después hay que multiplicar, el corrimiento absoluto también se multiplica por el mismo factor.

* Son escasos los osciladores que hacen trabajar al cristal en su resonancia serie. Por lo tanto, la frecuencia marcada en un cristal es CASI siempre la que corresponde a la resonancia paralela, la cual CASI siempre se especifica para la condición de tener 20pF externos en paralelo. Los antiguos cristales FT243 se

solían especificar para 32pF, pero en la práctica la diferencia de frecuencia resultante de suponer el valor equivocado no es importante, a lo sumo se retocará al probarlo. Véase la figura en el capítulo Filtros a Cristal con la gama que se pudo hacer variar a un oscilador a cristal.

Si la f marcada es superior a 20 o 25MHz, lo más probable es que sea de sobretono. Para salir de dudas, conéctelo a un oscilador Pierce simple, sin circuitos sintonizados, el cual oscila automáticamente a la natural. Entre 20 y 50MHz cabe suponer que es de 3er sobretono; y por encima de 50MHz, de 5° o 7°, pero no es importante saber la frecuencia natural ni el orden de sobretono: si dice 50MHz, simplemente el resonante se deberá sintonizar a 50MHz.

Una excepción es cuando el cristal lleva marcada no su propia f (natural o sobretono) sino la que saldrá por la antena tras una serie de etapas multiplicadoras. Se hace así por comodidad para el usuario de un equipo específico, a quien le interesa la f final. Para evitar cualquier duda, los fabricantes de cristales prefieren que se les provea el circuito real en donde se usará.

Otra excepción son las tecnologías especiales para fabricación de cristales, desde los años 90, en que la fundamental puede llevarse mucho más arriba de 20MHz, pero no son comunes.

* En un transmisor de ATV para 440MHz, el oscilador de sobretono no siempre generaba la misma frecuencia: había tanto como 100KHz (en antena) entre los dos posibles modos de oscilación. Esto habla de un pésimo cristal, con espurias muy marcadas. No era culpa de que el oscilador se largase a autooscilar, ya que en cualquiera de las dos frecuencias posibles no se podía correr la frecuencia tocando el LC del oscilador.

* Normalmente, los cristales no son influenciados por la tensión continua aplicada. Si realmente se necesita evitarla (por ejemplo, porque es de alto valor, como en los circuitos valvulares), no basta con colocar un capacitor en serie, pues muy probablemente tendrá una resistencia de aislación menor que la del cuarzo, y la mayor parte de la tensión seguirá estando aplicada a éste. Para evitarlo, se deberá poner además un resistor de valor muy alto, digamos 10M Ω , en paralelo con el cristal.

VCOs

A medida que bajamos la tensión inversa de CC aplicada al varicap, se va haciendo cada vez más importante la influencia de la RF superpuesta. En un semiciclo, esta componente se suma a la CC y hace que el diodo tenga menos C en ese instante; y lo contrario en el otro semiciclo. Hay graciosos que aseguran que esto hace cambiar la frecuencia instantánea dentro del ciclo, originando un barrido. No es así, el resultado neto es simplemente una

distorsión en la forma de onda en el LC (además de las que ya hubiese debido al elemento activo).

Si la CC la bajamos aún más, uno de los picos de RF hará que el varicap llegue a conducir como diodo momentáneamente (rectifica un poco). El efecto que esto tenga sobre la frecuencia y amplitud dependerá mucho de la R serie que lleva CC al varicap:

1) Si es baja (digamos, 1K o menos) la amplitud de la onda quedará enclavada por el diodo: si seguimos bajando la CC, además de bajar la f, la amplitud de la oscilación bajará cada vez más.

2) Si es alta (digamos, 100K o más) la corriente continua rectificada por el varicap, al atravesar esa R, generará una componente de tensión continua que se sumará a la aplicada. O sea, aunque ésta yo la ponga en cero, del otro lado de la R puede que haya algo así como 0,5V o 1V o 2V de continua. Esto hará que la frecuencia baje menos que en el caso anterior, y por lo tanto también afectará menos la amplitud.

En un caso, al bajarla de 1M a 10K, bajó la f en un 25% cuando la tensión aplicada externamente era cero.

De todos modos, aunque el varicap no llegue a conducir, es posible que algo disminuya la amplitud con bajas CC porque la relación L/C es menos favorable para el oscilador (esto también puede ocurrir con un capacitor variable mecánico), y además con bajas CC los varicap tienen menor Q (debido a la R serie interna del chip).

Sintetizadores

* Idea para simplificar la construcción de sintetizadores (si las limitaciones son aceptables): use un sintonizador de TV con sintetizador incorporado, de esos que les entra el bus del microcontrolador del TV (en vez de las clásicas patas de V sintonía y cambio de banda). Extrayendo con eslabones la señal de las bobinas osciladoras, se obtiene una fuente de RF entre 100 y 900MHz, con saltos del orden de 1/16 o 1/32 de MHz. Conociendo el formato de los datos (consiguiendo la hoja de datos, o deduciéndolo observando MUY pacientemente los buses en un TV que use el mismo sintonizador), se los puede imitar mediante un programa en PC que los genere en el puerto paralelo. Éstos son mucho más estables generados desde DOS que bajo Windows. Es posible que el ruido de fase de las señales obtenidas no sea óptimo para comunicaciones de banda más angosta que TV.

* Cómo determinar la frecuencia de comparación en un PLL que tiene todo en un integrado: provocar un desenganche momentáneo (tocando la bobina osciladora, o meter zumbido de 50Hz tocando la línea de tensión de sintonía) lo cual obliga a que por alguna pata del PLL aparezca residuos de la comparación. Fijarse en qué pata está la señal de error más conveniente para el análisis con osciloscopio.

* Situaciones que pueden engañar a un PLL:

- Si el nivel de entrada al prescaler es bajo, es posible que se ponga a oscilar en su frecuencia propia (especificada incluso en

la hoja de datos), haciéndole creer al PLL que la frecuencia del VCO es muy alta. Esta autooscilación interna también sale por la pata de entrada del prescaler, pudiendo engañar también al técnico si mide en ese punto con un analizador de espectro.

- Si el VCO superregenera (su salida se interrumpe y vuelve a arrancar muchas veces por segundo), como el PLL responde a la frecuencia promediada (en cada período de comparación) creerá que es baja.

La técnica de los sintetizadores para UHF

Nota: desde la aparición del artículo original, la frecuencia de trabajo de los integrados sintetizadores ha subido mucho, incluso ya no es necesario usar un prescaler en un chip ECL separado de un sintetizador CMOS en aplicaciones como sintonizadores de TV. Sin embargo, el principio presentado del módulo variable se sigue aplicando, en el rango de las microondas.

Desde la aparición de los divisores programables en circuito integrado, el sintetizador digital se ha convertido en la opción natural para la generación de frecuencia por pasos discretos. Es el caso del oscilador local de un receptor o un transmisor, cuya frecuencia debe poder variarse no en forma continua, sino siguiendo la separación de canales asignada a la banda de interés. Sin embargo, la limitación de la máxima frecuencia de operación en los divisores programables actualmente disponibles, obliga a adoptar técnicas de diseño especiales para posibilitar su empleo en la gama de VHF y superiores. Se describe en esta nota una ingeniosa solución al problema.

El lazo por enganche de fase (PLL) básico

La figura 1 nos muestra la concepción más simple de un sintetizador. La frecuencia f_o de un oscilador controlado por tensión OCT (VCO en inglés) es comparada con una frecuencia de referencia f_r . La salida del comparador, una vez filtrada, es una tensión continua que depende de la diferencia entre f_o y f_r (o bien de la diferencia entre sus fases, como veremos).

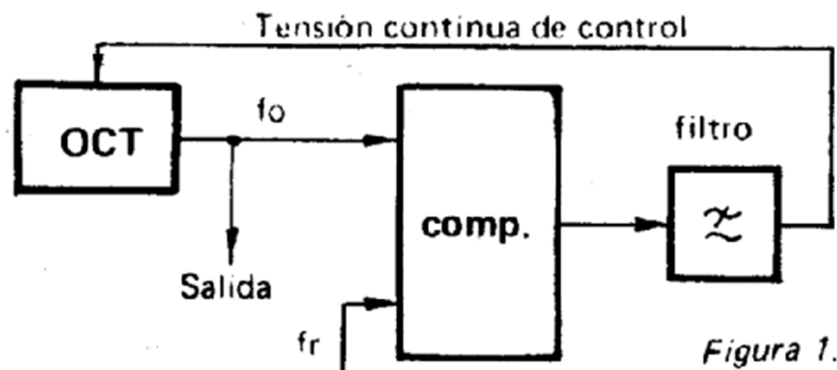


Figura 1.

El propósito del circuito es lograr que el OCT se enganche a la misma frecuencia de la referencia. Para lograrlo -si el sistema está diseñado correctamente- en caso de que f_o sea mayor o menor que f_r , el comparador se encargará de suministrarle al OCT la tensión de corrección necesaria para establecer el enganche. El comparador, en una primera aproximación a su papel, debería sensor la diferencia de frecuencia. No se hace así en la práctica, por cuanto no es sencillo de implementar. La opción corriente de utilizar un comparador de fase tiene la ventaja de proveer el enganche absolutamente exacto de las frecuencias. La desventaja radica en que puede hablarse de comparación de fase sólo cuando la diferencia de frecuencias es relativamente pequeña, dentro del llamado rango de captura. Sin embargo, ciertos comparadores de fase digitales son capaces de funcionar como comparadores de frecuencias aun cuando éstas se hallan alejadas. Este tipo de PLL, que genera una frecuencia igual a la de entrada, tiene aplicación en aquellos casos en que ésta presente baja relación señal-ruido, porque la constante de tiempo del filtro hace que el OCT ignore los errores momentáneos introducidos por el ruido. De este modo, el circuito actúa como filtro regenerador de la señal. Es el caso del control automático de frecuencia horizontal de los televisores, en los que la referencia es el pulso de sincronismo.

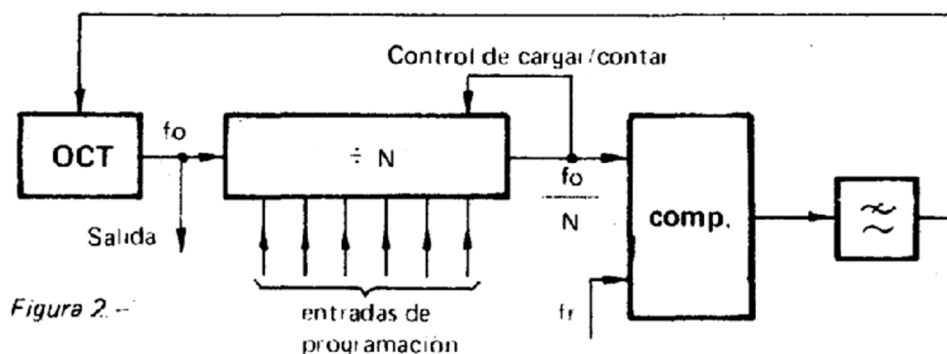
El sintetizador básico

El tipo de PLL en el cual nos concentraremos, es aquel capaz de producir en su OCT una frecuencia f_o igual al producto de referencia f_r por un cierto número entero N denominado módulo (*). Según el tipo de comparador de fase utilizado, el mismo circuito de la figura 1 podrá ser capaz de enganchar en armónicas impares, pero descartaremos su estudio por no proveer una certeza sobre el orden de la armónica seleccionada.

Para obtener $f_o = N * f_r$, se intercala un divisor de frecuencia con módulo de división N entre la salida del OCT y la entrada del comparador. Su frecuencia de salida valdrá por ello f_o/N . Ahora, será esta f_o/N (en vez de f_o) la que el comparador deberá mantener igual a f_r . Por lo tanto, si:

$f_o/N = f_r$, entonces, automáticamente se cumplirá: $f_o = N * f_r$.

La figura 2 ilustra esta disposición.



Si se utilizan divisores programables, el módulo N puede seleccionarse a voluntad proporcionándolo en un código adecuado a las entradas de programación de los circuitos integrados. Así, para cada valor de N, el OCT terminará proveyendo una f_o distinta cuando se produzca la condición de enganche. Cada vez que N es incrementado o decrementado en 1, f_o aumenta o disminuye en una cantidad (paso) igual a f_r . Como N es una cantidad exacta, la estabilidad relativa de la frecuencia sintetizada (f_o) será la misma que la del oscilador que provee la referencia.

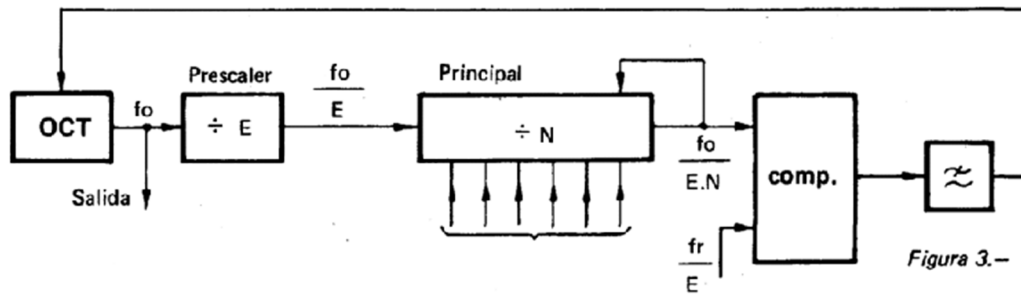
Veamos un ejemplo. Para $f_r = 100\text{Hz}$ y $N = 50.000$ a 55.000 , se podrá obtener una f_o entre 5 y 5,5MHz (con pasos de 100Hz), adecuada como OFV para un típico transceptor de BLU en HF.

Ahora bien, la forma tradicional del comparador es un detector de producto o multiplicador doblemente balanceado, de modo que su salida contiene la suma y la diferencia de f_r y f_o/N . Cuando el lazo está enganchado ambas frecuencias coinciden, de modo que la suma es igual a $2 * f_r$ y la diferencia es cero, o sea, CC. Esta CC es función de la diferencia de fase. La función del filtro es eliminar la frecuencia doble y dejar sólo la tensión continua de control.

Es aquí donde radica uno de los grandes problemas para el diseño de un sintetizador. Los residuos de frecuencia doble (en el ejemplo, 200Hz) producirán una modulación de frecuencia en el OCT. Si se aumenta el filtrado de la tensión de control para disminuir esta desviación parásita, al mismo tiempo se estará haciendo más lento el lazo para enganchar cada vez que se cambia de frecuencia. El uso de un comparador de fase del tipo digital alivia los requisitos de filtrado, por producir menor ondulación residual en su salida.

Sintetizador con prescaler (*)

El caso práctico del ejemplo anterior no presenta mayores dificultades en cuanto a la implementación del divisor programable, ya que la f_o involucrada está bien dentro de las posibilidades de los circuitos integrados actualmente disponibles para dicha función. En cambio, sí se dispone de divisores fijos capaces de operar más allá de 1GHz (1000MHz). Estos circuitos lógicos rápidos se construyen con tecnología ECL. Se recurre entonces al empleo de un divisor fijo (que para esta aplicación pasa a llamarse prescaler) antes del programable, con un módulo suficiente como para que la frecuencia de salida sea compatible con la velocidad de ésta. Si llamamos E al módulo del prescaler, la entrada al divisor programable será f_o/E , y la entrada al comparador también será E veces menor que si se pudiese prescindir del prescaler, de modo que también habrá que dividir f_r por E para mantener la f_o deseada (ver figura 3).

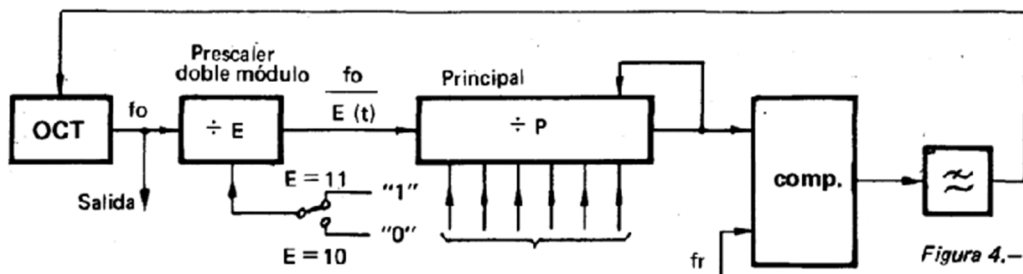


Supongamos que se desea diseñar un sintetizador para la banda de 144 a 148MHz, con saltos de 10KHz, y debe utilizarse un divisor programable TTL con frecuencia máxima de operación garantizada de 20MHz. Si se utiliza un prescaler con $E = 10$, entonces f_o/E variará entre 14,4 y 14,8. El módulo N estará comprendido entre los valores 14.400 y 14.800. La frecuencia de comparación será $10\text{KHz}/E = 1\text{KHz}$. Por lo tanto, la ondulación residual en la tensión de control será de 2KHz. Este ejemplo es perfectamente factible en cuanto al filtro del comparador.

Pero la operación en BLU presenta un desafío mayor. A diferencia del servicio en FM, que tiene asignados canales (100 o 200KHz para FM comercial, típicamente 15KHz para FM angosta), no hay canales preasignados para BLU, lo cual obliga a reducir el espaciado del sintetizador a 100Hz para lograr una sintonía aceptable. Siguiendo con el prescaler $/10$, la ondulación residual resultará de 20Hz. El operador literalmente debería cruzarse de brazos esperando a que el lazo enganche cada vez que se programa una frecuencia diferente de la inicial, si la constante de tiempo de filtrado se lleva a un valor tal que se atenúe razonablemente la modulación indeseada.

Uso de prescaler variable

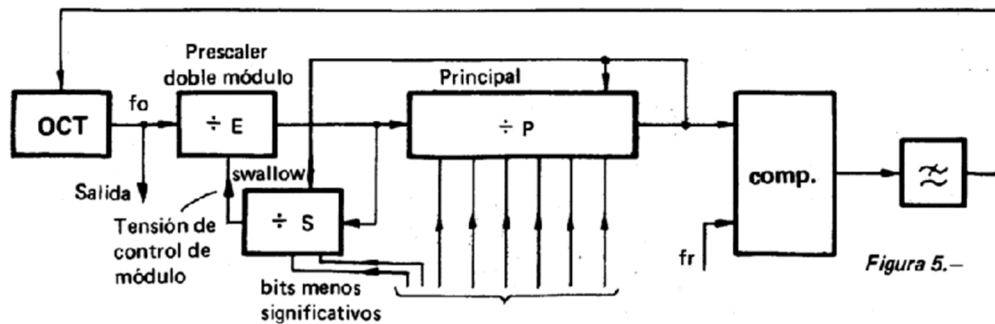
Hemos mencionado que no se dispone de divisores programables para el rango de VHF y superiores. Sin embargo, es tecnológicamente factible la construcción de prescalers con dos opciones de módulo, por ejemplo 5/6, 10/11, 32/33, 100/101, etc. Puede seleccionarse el módulo mediante una tensión de control que puede adoptar dos estados lógicos. Estudiaremos su rol con un ejemplo (ver figura 4).



Si el control de módulo está en 1, el prescaler divide por 11; si está en cero divide por 10. Aquí viene lo interesante: si conmutamos la llave a la velocidad de f_r (de modo que durante una

parte del período dividida por 11, y por 10 durante el resto), es como si hubiésemos puesto un prescaler con un módulo E entre 10 y 11.

Pasemos a la figura 5. Se ha reemplazado la llave con un contador denominado swallow (*), cuya entrada se conecta a la salida del prescaler.



Este contador auxiliar es programable con el último dígito del módulo total deseado. Funciona de modo tal que inicialmente obliga al prescaler a dividir por 11, hasta que la cantidad de veces que efectuó dicha operación iguale al número programado en el swallow, momento a partir del cual éste queda inactivo y el prescaler sigue dividiendo por 10 durante el resto del período de f_r .

Veremos enseguida que el uso del doble módulo permite evitar la reducción de la referencia, tal como si el conjunto fuese un verdadero divisor programable que funcionase directamente en f_o . A partir de ahora denominaremos N al módulo total deseado, P al del divisor principal, y S al del swallow. Si se desea $N = 14.643$ para poder sintetizar $f_o = 146,43\text{MHz}$, se programará $P = 1464$ y $S = 3$. El prescaler comenzará dividiendo por 11. Al cabo de 33 ciclos de f_o , el prescaler habrá producido 3 pulsos, el principal habrá avanzado 3 cuentas, y el swallow habrá por lo tanto finalizado su conteo y ordena al prescaler que siga dividiendo por 10. Después de otros 14.610 ciclos de f_o el prescaler habrá producido 1.461 pulsos, que es lo que faltaba al principal para llegar a 1.464 . Entonces, éste produce un pulso que se envía al comparador, y que vuelve a programar el swallow y a sí mismo, repitiendo el ciclo. Como se aprecia, no fue necesario dividir por 10 la referencia, con lo que el lazo resultará 10 veces más rápido que el de la figura 3.

Analicemos la operación que acaba de realizar el circuito. Número de ciclos de f_o contados en un período de f_r :

$$N = 11 * 3 + 10 * 1461 = 11 * S + 10 * (P - S) = 10 * P + S$$

Por comodidad, se ha elegido un ejemplo con saltos "decádicos" y un prescaler 10/11, con lo cual se simplifica el diseño porque las llaves selectoras del módulo se pueden rotular directamente con los dígitos de la frecuencia. Hay servicios -tales como TV y banda ciudadana- en los cuales el operador no tiene por qué digitar la frecuencia, sino el número de canal, porque: a) la cantidad de canales es pequeña como para poder numerarlos, o b) no hay una

relación constante entre el número de orden del canal y su frecuencia debido a la existencia de frecuencias salteadas transpuestas (el canal 25 de BC tiene una frecuencia inferior al 23). En estos casos, se emplea un codificador constituido por una memoria ROM o una matriz de diodos, para convertir el número del canal al código binario que deben reconocer los divisores programables. Al independizar el módulo propiamente dicho de los controles del usuario, el diseñador tiene libertad para elegir el prescaler más conveniente, por ejemplo 32/33, 64/65, etc. La mayor velocidad de enganche con respecto al uso de prescaler es especialmente valiosa cuando al sintetizador se le cambia la programación en casos como cambiar de frecuencia de transmisión a la de recepción, o entre frecuencias de entrada y salida de una repetidora.

La técnica del doble módulo tiene una limitación: impone un mínimo valor seleccionable de N a partir del cual el circuito interpretará correctamente el número programado. Ante todo, para que el sistema funcione debe cumplirse que P sea mayor o igual que S. En un sistema decádico, S varía de 0 a 9 antes de tener que avanzar una unidad en el valor de P. Por lo tanto, para cumplir siempre ambas condiciones el mínimo valor de P será de aproximadamente $10^2 = 100$, según la circuitería en particular. Si se eligiese un prescaler con un elevado módulo (como ser 100/101), con el fin de que su frecuencia de salida sea lo bastante baja como para excitar divisores CMOS, se tiene que el mínimo N será del orden de $100^2 = 10.000$, lo cual puede llegar a constituir un serio inconveniente para cubrir una banda amplia. A simple título informativo, mencionaremos que dicha limitación puede subsanarse mediante una generalización de la técnica presentada, es decir, prescalers con tres o cuatro módulos, contruidos a partir de prescalers básicos de doble módulo.

Bibliografía consultada

- "A high performance synthesized 2m transmitter", QST Septiembre 1980
 - "Digital tuning synthesiser systems", Communications Engineering International, Junio 1980.
 - "The design of programmable dividers for UHF and VHF synthesisers", nota de aplicación de Plessey.
- (*) Nota: En este artículo, "módulo" es la traducción del original inglés "modulus". En cambio, no se ha encontrado equivalentes aceptables en castellano a los términos prescaler y swallow. (literalmente, "preescalador" y "tragar pulsos").

Si no se entendió bien el artículo original, aquí va otra forma de razonarlo. Si Ud. tiene que hacer paredes y le dan únicamente ladrillos de 10cm de largo, las hiladas sólo podrán medir 10, 20, 30, etc. Pero si también dispone de ladrillos de 11, ¿qué longitudes son posibles? Éstas:

10 11
20 21 22

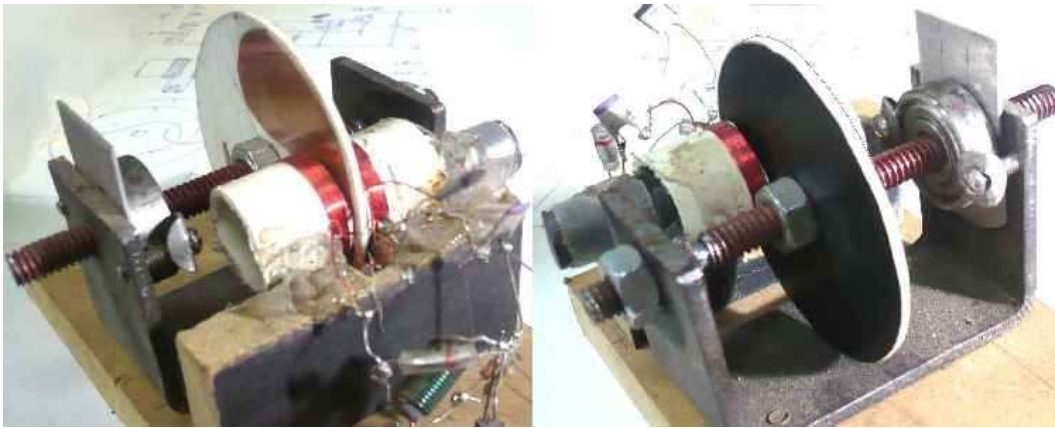
30 31 32 33
40 41 42 43 44
50 51 52 53 54 55
60 61 62 63 64 65 66
70 71 72 73 74 75 76 77
80 81 82 83 84 85 86 87 88
90 91 92 93 94 95 96 97 98 99

Etc.

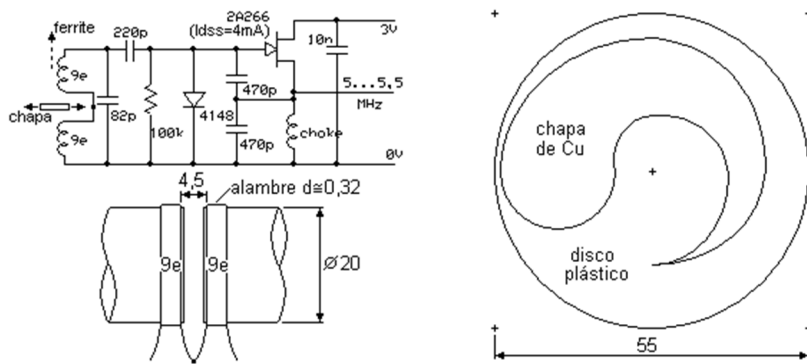
Veamos: ¿se puede combinar ladrillos de 10 y de 11 para sumar, por ejemplo, 23cm? No, por lo tanto está omitido de la lista. Pero vemos que a partir de 90cm, sí se puede obtener cualquier longitud con una combinación adecuada de 10 y 11.

Sintonía por espira en corto móvil

Aquí se propone variar la frecuencia haciendo que una chapa conductora rotativa esté más o menos acoplada a la bobina osciladora. Para maximizar su efecto se decidió dividir la bobina en dos mitades muy próximas, entre las cuales se introduce la chapa (el mismo criterio de bobinar un link en el centro de una bobina cuando se quiere máximo acoplamiento). También se supuso que el efecto sería mayor si la bobina es corta en relación con su diámetro.



Para hacer más gradual la variación, esta chapa tiene un ancho variable en forma circular. Se logró la meta de variar 5 a 5,5MHz en un ángulo de 180 grados. En realidad, este circuito generó 5 a 5,9MHz como extremos absolutos. El rango relativo es más que suficiente para cubrir aplicaciones porcentualmente exigentes como 3,5...4 o 28...29,7MHz, cambiando la cantidad de espiras de la bobina y manteniendo aproximadamente su criterio físico. La relación puede aumentarse un poco más ensanchando el extremo grueso del "ying yang" a más del diámetro de la forma.



La estructura mecánica es la misma de un "tándem" de aire: el eje está soportado por un rodamiento al frente, y presiona contra una bolilla atrás. En la foto trasera se llega a ver la bolilla algo tapada por la cara posterior de la U de hierro. Siguiendo el eje, tenemos otra varilla pero fija, atornillada en un agujero roscado de la U, con un tajo que permite ajustarla con un destornillador, y una tuerca para fijarlo en posición. La bolilla calza en sendos comienzos de perforación hechos en las varillas.

El eje se hizo con una varilla roscada de 1/4", pero la rosca se usa sólo para mantener las tuercas a ambos lados del disco. La varilla está pegada al interior del rodamiento.

Para centrar el rango se colocó un canuto con un núcleo de ferrite cerca del extremo de una bobina.

La presencia de la chapa indudablemente produce alguna disminución del Q sin carga, lo cual se manifiesta en la amplitud de salida y el consumo: pasan de aprox. 2,3Vpp y 0,7mA, a 1,7Vpp y 1,2mA.

Esta nota es sólo a los fines de presentar la idea. El tipo de circuito activo (Colpitts, Clapp, Vackar, Hartley) puede ser el que más le guste. No se hicieron mediciones de estabilidad, la cual depende como siempre de la nobleza de los componentes y la estabilidad mecánica. Tampoco se determinó el grado de linealidad de la sintonía, pero se puede hacer tan lineal como se quiera experimentando con paciencia con la forma de la espiral.

No se continuó con el proyecto ya que requiere de la misma complicación mecánica que un capacitor variable. Se pensó en una sintonía por permeabilidad, pero faltaría ver una forma simple de evitar que la perilla al frente se desplace para adentro y para afuera al sintonizar (razón por la cual tampoco se terminó esto otro).

Cambiar de banda en sintonía por inductancia

Supongamos tener un LC que barre 5 a 5,5MHz al variar la inductancia, y en el centro del dial se logra tener justo el 50% del rango (graduando el paso de las espiras o como sea). Adoptemos C de sintonía = 100pF. Las frecuencias de 5,00; 5,25 y 5,50MHz se logran con L = 10,13; 9,19 y 8,37μH (a los 0, 90 y 180 grados del dial respectivamente).

¿Cómo cambiarlo a otra banda, manteniendo el mismo rango en valores absolutos (mismos KHz de cobertura), y con mínimas complicaciones mecánicas? (usando la misma bobina variable). Y ¿cuánto se afecta la linealidad de la sintonía?

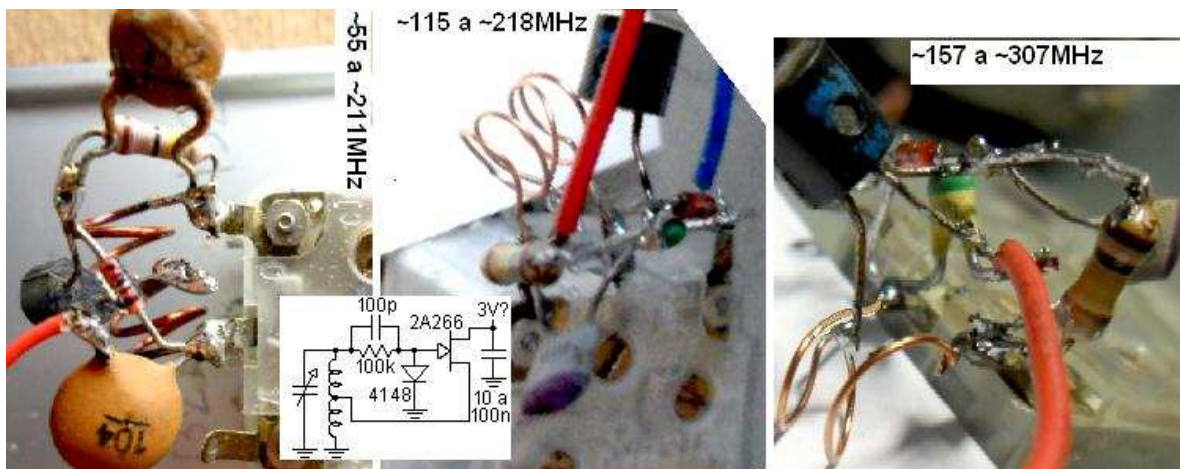
Por ejemplo, queremos llevarlo a 24... 24,5MHz. Tanteando en una hoja de cálculo, si cambio C a 21,58pF, y poniendo 2,55µH fijos en paralelo con la variable, se logra el mencionado rango, y los KHz barridos en los primeros 90 grados son el 49,1% del total (4,5KHz de error), o sea que el perjuicio a la linealidad es aceptable, para un dial mecánico.

Todo lo anterior es en base a la simulación en la planilla.

Atención: todo método de cambio de banda que implique conmutación de C y/o L en el tanque oscilante es una amenaza para la estabilidad, sólo debe intentarse si el oscilador tiene algún tipo de enganche en fase o frecuencia.

¿Qué puedo hacer con un tándem plástico?

Los "polyvaricon" (posiblemente marca registrada de Mitsumi) no son mis favoritos, ya que supuestamente son menos estables que los capacitores variables de aire. Pero en el siglo 21... ¡son lo que hay! Así que investigué un poco hasta dónde se los podía empujar en frecuencia, en un tiempo en que pensaba darles uso para un generador de RF. Ver figura.



El tándem empleado para las pruebas es para AM (secciones de alta C) y FM (baja C). Las dos de FM son siempre iguales entre sí. En cambio, en algunos modelos las de AM son iguales (mi caso) y son aptos para onda media y corta; y en los "trackingless" la del oscilador equivale a la de antena con un capacitor "padder" en serie, para posibilitar la diferencia de 455KHz exclusivamente para onda media.

Usando una sección de FM, con su trimmer a mínima C, con 4 espiras, sobre forma D=5, se cubrió ~115 a ~218MHz.

Con mitad de espiras, la inductancia tendría que ser $1/4$, y la frecuencia doble. En la realidad apenas se multiplicó por 1,4 probablemente debido a la inductancia de las conexiones internas del poly: ~157 a ~307MHz.

Este modelo tiene dos conexiones posibles para cada sección, una del lado del eje y la otra en la cara contraria. Se probó de pasar el oscilador anterior a la cara frontal, y aumentó un poco, 174 a 332MHz.

¿Y las secciones de AM? Con 4 espiras con $D=6$, se pudo cubrir casi un rango 1:4, de 55 a 211, todos los canales de TV VHF, siempre con el trimmer en mínimo.

En todas las pruebas, la derivación de surtidor es al 50%. El transistor debe poder reemplazarse por cualquier FET común: MPF102, 2N3819, etc. Los rangos de variación serán un poco menores si se monta sobre circuito impreso por las inevitables C agregadas. No se midió la amplitud de las oscilaciones ni su variación a través del rango.

Autor: Ing. Daniel Pérez (LW1ECP)