



4 Osciladores – Resonadores piezoeléctricos

Ciertos cristales y cerámicas, cuando se los somete a una deformación mecánica, desarrollan un potencial eléctrico entre dos electrodos en contacto con la superficie del material. Este efecto, llamado piezoelectricidad, fue observado por primera vez por Antoine Cesar Becquerel en 1820. Es un fenómeno reversible, el efecto piezoeléctrico inverso es la producción de una deflexión o deformación cuando se aplica un campo eléctrico al material.

El material de este capítulo está tomado principalmente de [1].

4.1 Resonadores de cuarzo BAW (body acoustic wave)

No todos los materiales piezoeléctricos son adecuados para resonadores de osciladores electrónicos. El cuarzo, dióxido de silicio, en su forma cristalina, es altamente estable con excelentes características de temperatura. Es mecánicamente rígido, lo que permite producir resonadores con un Q descargado excepcionalmente alto si se los diseña adecuadamente.

Durante la segunda guerra mundial, el ejército de los EE.UU. financió importantes investigaciones sobre el uso de cristales de cuarzo natural en resonadores para estabilizar las frecuencias de radio. Hoy, los cristales de cuarzo se cultivan artificialmente y los osciladores con resonadores de cuarzo resonador son la piedra angular de prácticamente todos los dispositivos electrónicos, con más de mil millones de cristales fabricados anualmente.

Las obleas de cuarzo con electrodos plateados pueden trabajar en muchos modos. Cuando el material de cuarzo rígido vibra a alta frecuencia en respuesta a la excitación, se almacena una energía tremenda, lo que equivale eléctricamente a un alto Q descargado. Normalmente las vibraciones mecánicas asociadas con el efecto piezoeléctrico afectan a todo el volumen del material, a este tipo de resonadores normalmente se llama simplemente cristales o BAW (body acoustic wave). Cuando la resonancia esta asociada a modos de vibración superficiales sobre un sustrato piezoeléctrico se los denomina resonadores de onda acústica superficial (SAW).

4.1.1 Cortes del cristal de cuarzo

Las láminas delgadas de cuarzo cortadas de un cristal se conocen como obleas (blanks). El ángulo de orientación del corte con respecto a los ejes del cristal de cuarzo determina las propiedades del resonador. En la Fig. 4.1 se muestra a la izquierda los cortes más importantes. El corte AT es el más usado para frecuencias de 1 MHz o mayores.

El ángulo de corte exacto controla las características de temperatura de los resonadores fabricados a partir del cristal en bruto. El gráfico de la derecha de la Fig. 4.1 muestra las características de temperatura de varios cortes con variación de minutos de arco en el ángulo de corte. La operación en los puntos de inflexión es la que brinda mayor estabilidad. Los resonadores que necesitan trabajar en un rango de frecuencias muy amplio, se obtiene la mejor estabilidad con la variación de la frecuencia con el ángulo de corte indicado con la mayor numeración. Los resonadores con temperaturas de inflexión elevadas se embeben en pequeños hornos con temperatura controlada

(OCXO oven controlled crystal oscillator). Estos módulos osciladores poseen una excelente estabilidad de temperatura.

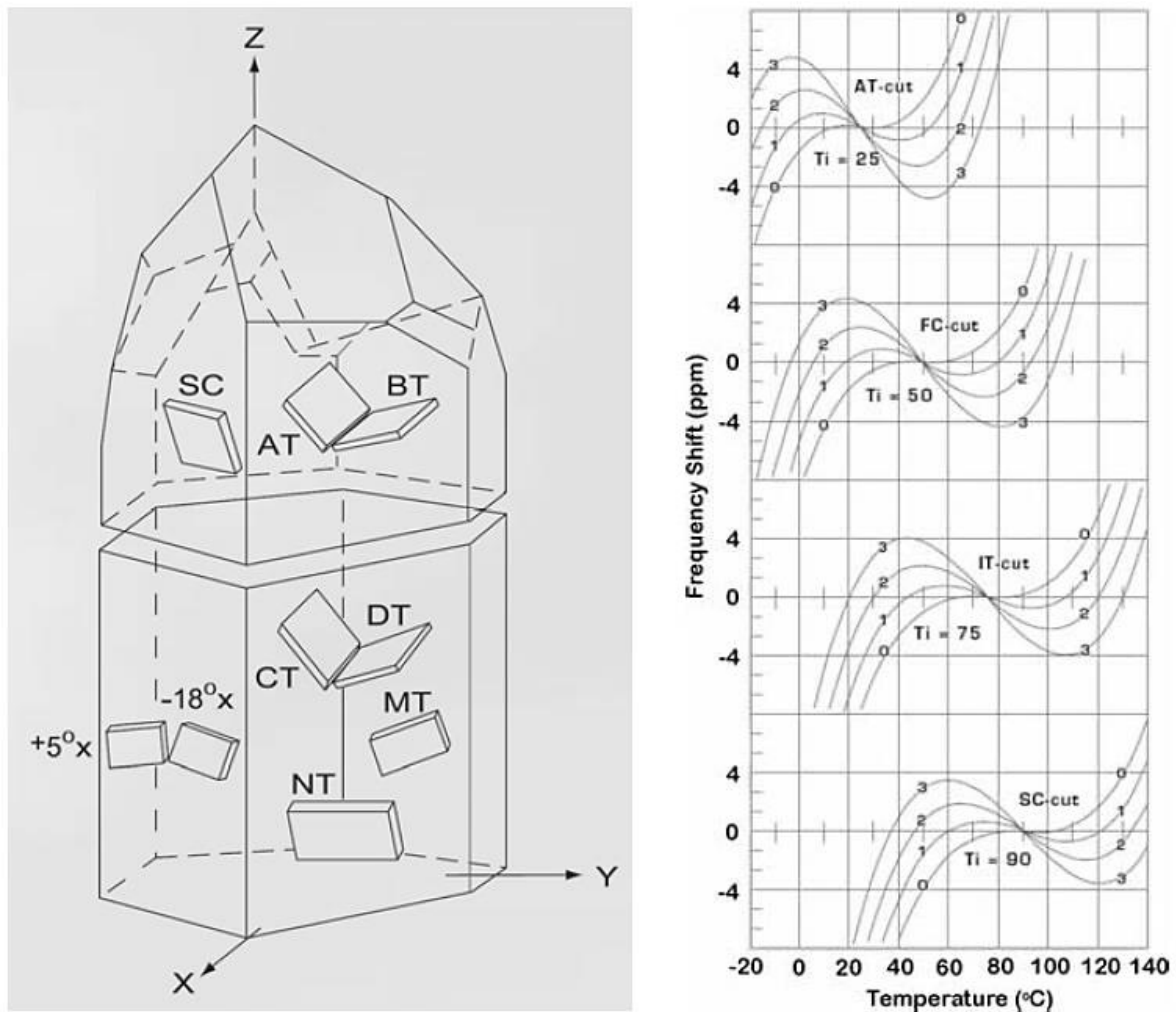


Fig. 4.1 A la izquierda, cortes típicos del cristal de cuarzo y a la derecha, desplazamientos de la frecuencia de resonancia con la variación de la temperatura.

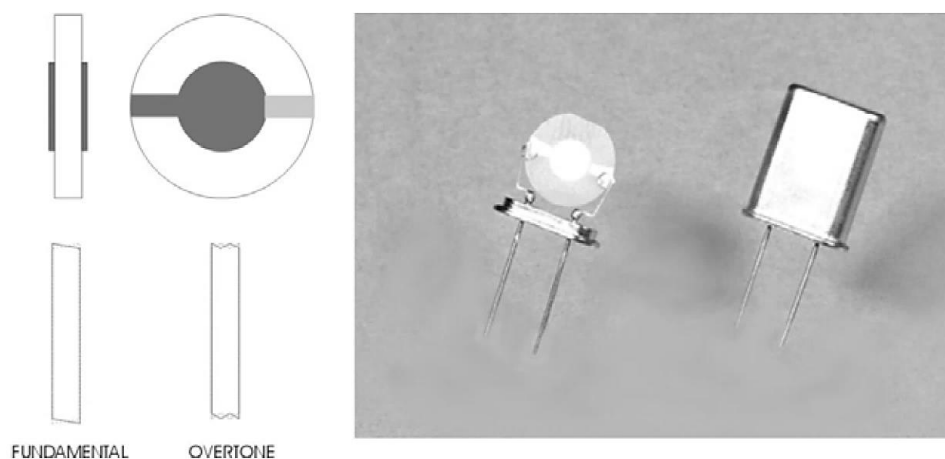


Fig. 4.2 Arriba a la izquierda, se observa los electrodos metálicos depositados en las caras del cristal. Abajo a la izquierda se muestra la vibración al corte en modos fundamental y sobretono, y a la derecha el resonador montado.

Una oblea con corte AT vibra en cizalla o al corte, en sentido paralelo a las caras del cristal como se muestra en la parte inferior izquierda en la Fig. 4.2. Esta figura también ilustra arriba a la izquierda el posicionamiento de los electrodos plateados en la oblea. A la derecha, en la izquierda de la fotografía se muestra la oblea plateada

montada sobre una base con terminales, y a la derecha de la fotografía la misma sellada con una cubierta metálica soldada.

El espesor de la oblea determina la frecuencia de resonancia. Por encima de 20 MHz, la oblea se vuelve extremadamente delgada y frágil. Los osciladores con resonadores de cuarzo, se pueden construir para frecuencias más altas haciendo funcionar el cristal en un sobretono, como se muestra abajo a la izquierda en la Fig. 4.2. Solo son prácticos los sobretonos impares hasta el onceavo, superando los 200 MHz. Los modos de resonancia en sobretonos no deben ser confundidos con los armónicos del oscilador. Un oscilador de sobretono no tiene componentes de señal a la frecuencia fundamental de resonancia del cristal. La oscilación en un sobretono requiere técnicas especiales para garantizar el funcionamiento en el sobretono correcto, como se verá más adelante.

En teoría, la resistencia movicional (en Inglés motional) aumenta con el cuadrado del sobretono. En la práctica, la penalización de la resistencia movicional para el funcionamiento en sobretono es menos grave. En teoría, un cristal puede funcionar en cualquier sobretono. Sin embargo, a medida que se aumenta el sobretono, la respuesta está más atestada de modos espurios. Existen técnicas para reducir la cantidad de modos espurios para un sobretono dado. Además, la frecuencia de un sobretono no es un múltiplo exacto de la frecuencia fundamental. Por lo tanto, la frecuencia del sobretono deseado debería estar especificado por el fabricante.

4.1.2 Modelo del resonador de cristal

La relación entre las vibraciones mecánicas y las propiedades eléctricas del resonador se pueden modelar usando elementos concentrados de circuito. Un modelo eléctrico de un resonador de cristal se muestra en la Fig. 4.3 El modelo es suficientemente eficaz para aplicar con éxito las técnicas de diseño y simulación que se describen aquí.

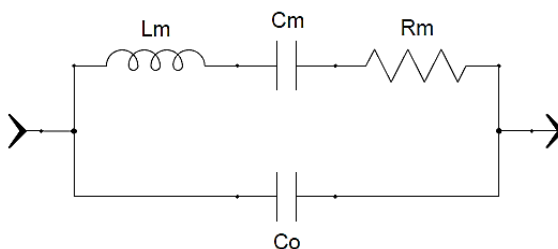


Fig. 4.3 Modelo eléctrico de un resonador piezoeléctrico

La capacidad C_0 modela la capacidad estática de los electrodos separados por la oblea de cuarzo, más la capacidad distribuida. L_m , C_m , y R_m modelan la resonancia serie producida por el efecto piezoeléctrico y son referidos como parámetros movicionales. La resistencia movicional no es llamativamente baja. El valor de L_m es sorprendentemente alto y el valor de C_m es extremadamente pequeño. Un valor típico de reactancia supera 1 mega ohm a 10 MHz. El Q descargado de los resonadores de cristal es elevadísimo, debido a la alta energía almacenada, y no a una baja pérdida resistiva.

La Tabla 4.1 muestra algunos valores de parámetros típicos de los cortes de alta frecuencia AT y SC. Los valores de R_m son especificaciones de valores máximos. Los valores típicos para R_m están alrededor de 1/2 a 1/3 de los valores máximos. Los valores de Q descargado se calculan a partir C_m y los valores típicos de R_m .

Los fabricantes de cristales ofrecen muchas variantes, que incluyen diámetro de la oblea, diámetro del electrodo, curvatura de las caras, incertidumbre especificada en los valores de los parámetros, tipo de encapsulado, vacío o relleno con aire, etc. Se puede alcanzar un Q descargado mayor que 1 millón aplicando técnicas apropiadas de

fabricación. Además si es necesario, se pueden contactar a los fabricantes de cristales para solicitarle algunos valores más exactos de los parámetros del modelo.

Tabla 4.1 Parámetros típicos de resonadores de cristal de cuarzo encapsulados adecuadamente.

Frecuencia (MHz)	Corte	Modo	R_m máx. (ohm)	C_0 (pF)	C_m (fF)	Q
1,0-1,5	AT	Fund	525	4	10	73.000
1,5-2,0	AT	Fund	250	4	10	109.000
2,0-3,0	AT	Fund	150	4	11	116.000
3,0-5,0	AT	Fund	80	4	12	124.000
5,0-7,0	AT	Fund	45	4	13	136.000
7,0-10	AT	Fund	35	5	14	115.000
10-15	AT	Fund	30	5	16	80.000
15-30	AT	Fund	27	6	18	56.000
15-60	AT	3ro	40	5	1,6	187.000
45-100	AT	5to	60	5	0,6	166.000
100-140	AT	7mo	120	5	0,3	111.000
140-180	AT	9no	180	5	0,2	83.000
5,0-7,0	SC	Fund	45	6	4	442.000
7,0-10	SC	Fund	35	6	5	321.000
10-15	SC	Fund	30	6	5	255.000
15-30	SC	Fund	27	6	6	182.000
15-60	SC	3ro	40	6	0,5	597.000
45-100	SC	5to	60	6	0,2	497.000

La respuesta de transmisión de amplitud de un resonador de cristal de 9,6 MHz en modo fundamental con encapsulado de metal HC-49/U se muestra en la Fig. 4.4. La escala horizontal es de 10 kHz/div y la escala vertical es 10 dB/div. El primer pico de la izquierda de la transmisión ocurre a 9,600 MHz correspondiente a la frecuencia de resonancia serie de la rama movicional. Por encima de la resonancia serie, la rama movicional se vuelve inductiva. Esta reactancia inductiva paralela resuena con la capacidad estática C_0 para formar un nulo en la respuesta de transmisión a 9,620 MHz. Esta resonancia paralela se la suele llamar antirresonancia. En la pantalla del analizador de redes se pueden observar modos de resonancia no esenciales para este cristal en 9,640, 9,689, y 9.709 MHz. Los parámetros del cristal se pueden calcular a partir de esta respuesta.

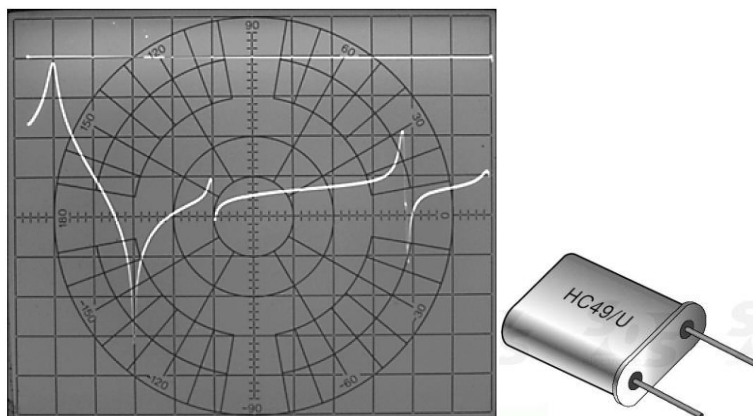


Fig. 4.4 Respuesta de transmisión de un resonador de cuarzo de 9,6 MHz. A la derecha su encapsulado HC49/U.

4.1.3 Cálculo de los parámetros de un resonador de cristal

En primer lugar, la capacidad estática se mide usando un medidor de capacidad de baja frecuencia. La capacidad movicional esta dada por

$$C_m = C_0 \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right] \quad (1)$$

donde f_p es la frecuencia del nulo de la resonancia paralelo y f_s es la frecuencia del pico de transmisión de la resonancia serie. La inductancia movicional se calcula a partir de C_m

$$L_m = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 C_m} \quad (2)$$

Suponiendo que la reactancia de C_0 es mucho mayor que R_m , entonces

$$R_m = 2Z_0(10^{IL/20} - 1) \quad (3)$$

Otros valores medidos son la capacidad estática 5,45 pF y la pérdida de inserción medida en un sistema de 50 ohmios 0,95 dB. Con los datos medidos, la resistencia movicional calculada es de 11,6 ohmios, la capacitancia movicional 22,73 fF, la inductancia movicional vale 12,0920062 mH y el Q 62900.

4.1.4 Pulling (tironeo) de la frecuencia de un resonador de cristal

La frecuencia de funcionamiento de un oscilador generalmente no es exactamente la frecuencia de resonancia serie ni paralelo del cristal. La frecuencia de un oscilador con un resonador de cristal es la frecuencia a la que los criterios de oscilación son satisfechos. Las reactancias de acoplamiento del cristal y la característica de transmisión de fase de la etapa de sostenimiento afectan a la frecuencia. Un importante objetivo en el diseño de un oscilador es minimizar estos efectos en sobre la frecuencia de funcionamiento, de manera tal que un resonador de cristal altamente estable sea el elemento principal de control. Sin embargo, en ciertas aplicaciones se desea desplazar intencionalmente la frecuencia de oscilación, ya sea para establecer en forma exacta la frecuencia o modular en frecuencia el oscilador.

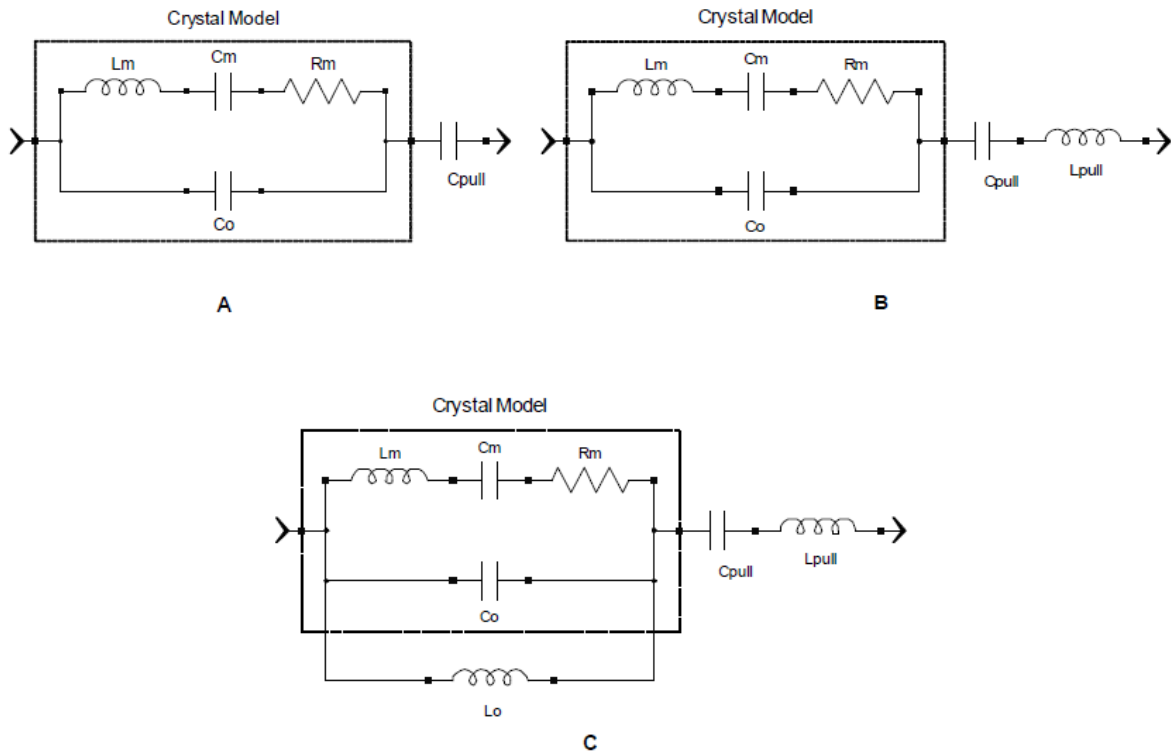


Fig. 4.5 Circuitos para modificar la frecuencia de funcionamiento de un cristal

La Fig. 4.5 muestra tres circuitos para realizar un pulling de la frecuencia de resonancia de un cristal. Una técnica muy usada es la del circuito A, utiliza un capacitor en serie con el cristal. Esta sencilla técnica reduce la capacidad total efectiva serie de la rama movicional y aumenta la frecuencia resonante en serie.

La Fig. 4.6 muestra la amplitud de transmisión, con símbolos circulares, y la respuesta de fase, con símbolos cuadrados, del circuito de la Fig. 4.5(A) con un valor para el capacitor de pulling arbitrariamente alto. Los modos resonantes serie y paralelo se observan claramente. La inductancia movicional del cristal es de 16,886864 mH, la capacidad movicional es de 15 fF, la resistencia movicional es de 10 ohm, y la capacidad estática vale 4 pF. La traza discontinua, con símbolos triangulares, muestra la respuesta de transmisión de amplitud y de fase con el condensador de pulling ajustado a 2,3 pF.

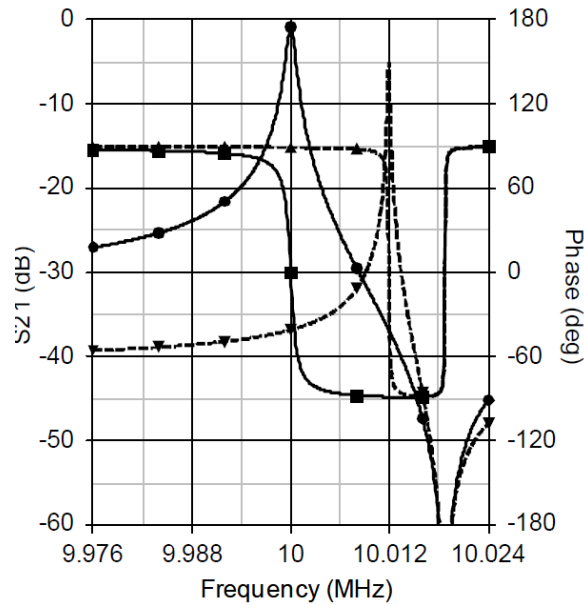


Fig. 4.6 Se muestra con símbolos circulares el módulo de la respuesta de transmisión y en con símbolos cuadrados la de fase, correspondiente al circuito de la Fig. 4.5(A) con un capacitor en serie de un gran valor. Con símbolos triangulares y línea de guiones se muestra la respuesta de amplitud y fase con un capacitor de pulling de 2,3 pF.

El capacitor de pulling de 2,3 pF disminuye la capacidad de la rama serie y aumenta la frecuencia de resonancia en 12 kHz por encima de la frecuencia de resonancia serie de cristal. Sin embargo, a medida que la frecuencia de resonancia serie se corre hacia la frecuencia de resonancia paralelo aumenta la pérdida de inserción. En un resonador de cristal de cuarzo típico, la frecuencia de resonancia paralelo es apenas sólo unas pocas centésimas, en por ciento, superior a la frecuencia de resonancia serie. De la Ec. 1, el límite superior absoluto para el pulling es

$$\frac{\Delta f}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} - 1 \quad (4)$$

Como C_0/C_m varía entre 180 hasta 450 para cristales de corte AT para frecuencia fundamental mayor que 1 MHz, el máximo pulling absoluto del circuito de la Fig. 4.5(A) vale de 0,11 a 0,33%. Debido al aumento de la pérdida de inserción, el rango práctico para el pulling es significativamente menor.

La frecuencia se puede tironear tanto por debajo como por encima de la frecuencia de resonancia serie original si se usa el circuito de la Fig. 4.5(B). L_{pull} es generalmente un inductor de valor fijo y C_{pull} es ajustable. Con un valor grande de C_{pull} el circuito de pulling es inductivo y la resonancia de todo el circuito se ubica por debajo de la frecuencia de resonancia serie del cristal. Con un valor pequeño de C_{pull} el circuito de pulling queda capacitivo y la resonancia serie de todo el circuito queda por encima de la resonancia serie natural del cristal. La frecuencia más baja está limitada prácticamente por el valor del inductor, mientras que la frecuencia más alta está de nuevo limitada por la frecuencia de resonancia paralelo.

La limitación impuesta por resonancia en paralelo se puede anular haciendo resonar a C_0 con un inductor en paralelo con el circuito C de la Fig. 4.5. Estas técnicas permiten realizar un pulling mucho mayor que el máximo previsto por la Ec. 4. Sin embargo, la eficacia de los circuitos B y C está limitada por cuestiones prácticas. El propósito de utilizar un cristal de cuarzo es por su excelente estabilidad. Un pulling extendido usando estas técnicas compromete la estabilidad por la mayor influencia de elementos concentrados no tan estables. Además, al ser la capacitancia movicional muy pequeña y la inductancia movicional muy grande, los componentes de alta frecuencia, por lo que el grado de tracción está limitado por los tamaños prácticos para estos reactores.

Mientras otros factores siguen iguales, el valor de la capacidad movicional es inversamente proporcional al cuadrado del orden del sobretono. Por ejemplo, un cristal de tercer sobretono tiene una capacidad 1/9 de la capacidad movicional en modo fundamental. Dado que las capacidades estáticas para los sobretonos y el modo fundamental de los cristales son similares, entonces

$$\frac{\Delta f}{f_s} \propto \frac{1}{\text{sobretono}^2} \quad (5)$$

cuanto más elevado es el sobretono más difícil se hace realizar el pulling.

4.1.5 Resonadores de cristal mesa invertida

El desarrollo de la geometría de oblea denominada mesa invertida, ha permitido ampliar en forma muy importante le rango práctico de frecuencias de los resonadores en modo fundamental. Esta geometría ya es ofrecida por una considerable cantidad de fabricantes de cristales. La geometría se representa en la Fig. 4.7. Un anillo exterior grueso proporciona resistencia estructural a una región interior plana muy delgada, obtenida mediante desbaste químico, así protegida, soporta un elevada frecuencia de resonancia en modo fundamenta. Se ofrecen dispositivos fabricados con esta técnica hasta algunos pocos cientos de MHz.

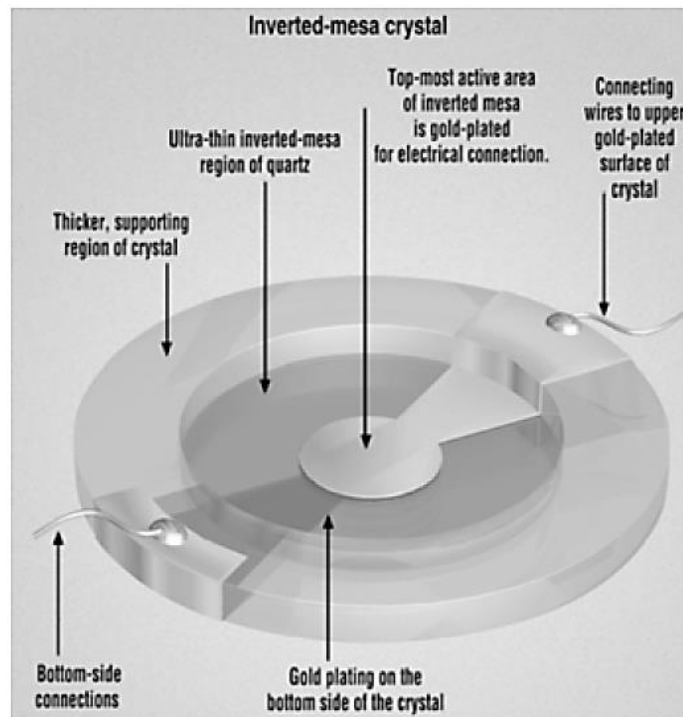


Fig. 4.7 El cristal mesa invertida aumenta la frecuencia de resonancia en modo fundamental de los cristales

Micro Crystal Switzerland manufactura cristales mesa invertida de 30 a 250 MHz presentados en encapsulados SMD cerámicos 3,7 por 8 mm, con una resistencia serie de máxima a 50 MHz de 50 ohm y un valor típico de 15 ohm. Para cristales entre 50 y 155 MHz, la capacitancia movicional típica es de 5,6 fF. C_0 varía entre 2,0 pF a 50MHz a 2,9 pF a 155 MHz. Los electrodos son en general pequeños, para que C_0 tenga un valor bajo a pesar de la fina lámina dieléctrica.

4.1.6 Funcionamiento del oscilador a cristal

La Fig. 4.8 muestra un oscilador a cristal Pierce con transistor bipolar para 10 MHz. El cristal esta en serie con el transistor, con un pico de transmisión cerca de la resonancia del cristal. Sin embargo, el desfase de la resonancia serie es 0° y el amplificador EC es inversor. Por lo tanto, el desfase de transmisión de la cascada no es adecuado para producir oscilaciones. El capacitor C_1 , manejado por la impedancia de salida del transistor y la resistencia R_1 producen un desplazamiento de fase adicional, ocurre lo mismo con el capacitor C_2 y la resistencia movicional del cristal. Estos desplazamientos adicionales producen que la fase total de transmisión del circuito a lazo abierto del oscilador sea 0° , cerca del pico de transmisión. Además, sin los capacitores C_1 y C_2 , la resistencia total en serie con el cristal es mucho más alta que la resistencia movicional, degradando el Q cargado. Los valores de C_1 y C_2 controlan el Q cargado y la resistencia R_1 ajusta la fase de transmisión.

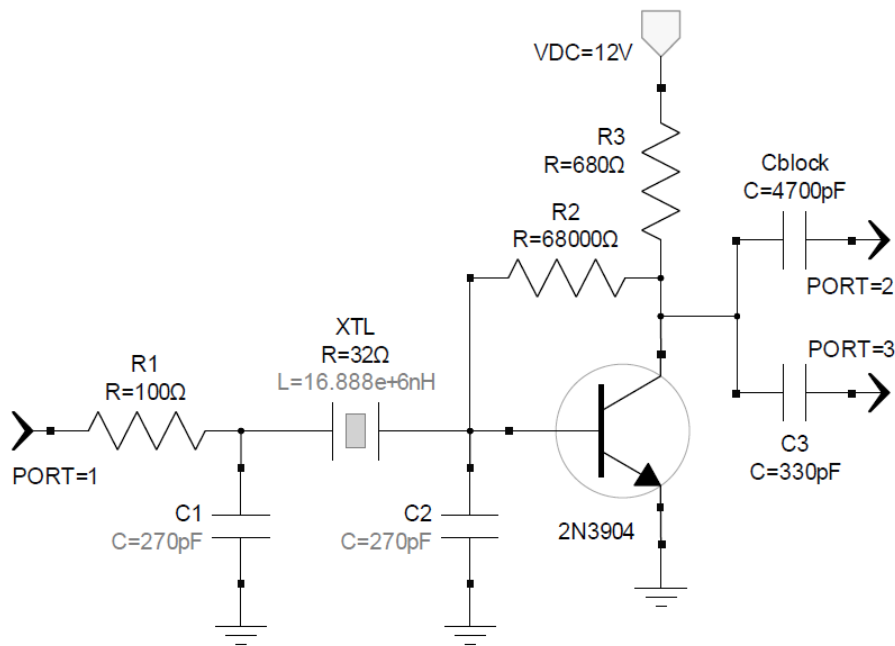


Fig. 4.8 Oscilador Pierce con un cristal funcionando cerca de la frecuencia de resonancia serie.

Las respuestas de la cascada del lazo abierto se muestran en la Fig. 4.9. La resistencia R_1 se ajusta de modo que la máxima pendiente de la fase de transmisión se produzca cerca de ϕ_0 . La capacidad movicional del cristal es 15 fF, la capacidad estática es 4 pF, y la resistencia movicional es 32 ohm. La inductancia movicional se sintoniza de manera que ϕ_0 se produce a 10 MHz. La resonancia serie de los 15 fF y 16,8883 mH se produce 9.999,575 kHz o 425 Hz inferior a ϕ_0 . Cuando el amplificador está verdaderamente invirtiendo, la frecuencia de oscilación se acerca a la frecuencia de resonancia serie del cristal si los valores de C_1 y C_2 son lo suficientemente elevados. El Pierce puede ser diseñado para que oscile exactamente en la frecuencia de la resonancia serie del cristal, insertando en serie con el mismo un inductor con una reactancia de magnitud igual a la reactancia de C_1 en serie

con C_2 . Un enfoque que elimina la necesidad de introducir este inductor es convenir con el fabricante del cristal especificar un cristal con frecuencia de resonancia serie por debajo de la frecuencia de oscilación deseada. También en la Fig. 4.9 se presenta el Q cargado del oscilador Pierce dividido por 1000. El Q cargado de la cascada tiene un pico aproximadamente a 20.000. El Q descargado de este resonador de cristal, que vale 33.200, está definido por la reactancia movicional de la inductancia o de la capacidad dividido por la resistencia movicional. Por lo tanto, el Q cargado es 60% del Q descargado.

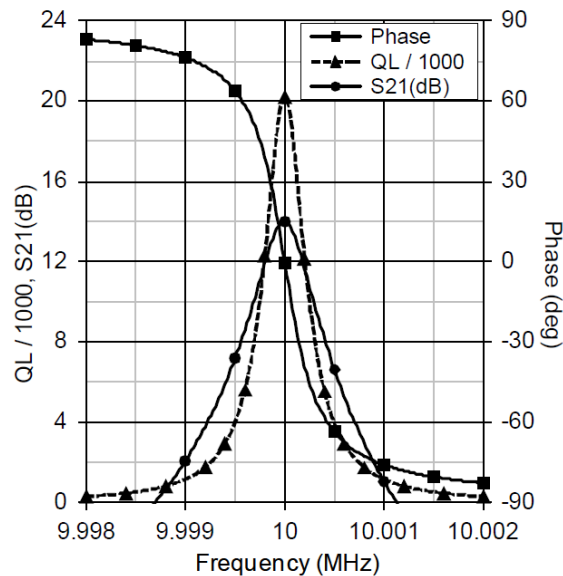


Fig. 4.9 Con símbolos circulares la amplitud de la transmisión, con símbolos cuadrados la fase, y con símbolos triangulares y línea de guiones el Q cargado del oscilador Pierce.

La Fig. 4.10 muestra un oscilador Colpitts bipolar de 10 MHz con el cristal en modo paralelo. Cuando el lazo se cierra conectando los puertos 1 y 2, C_1 , C_2 , y el cristal formar un resonador paralelo en cascada con el amplificador en configuración CC. El cristal funciona inductivamente por encima de la resonancia serie y por debajo de la resonancia paralelo natural del cristal. Los parámetros de cristal son idénticos a los parámetros de cristal utilizados en el ejemplo Pierce anterior.

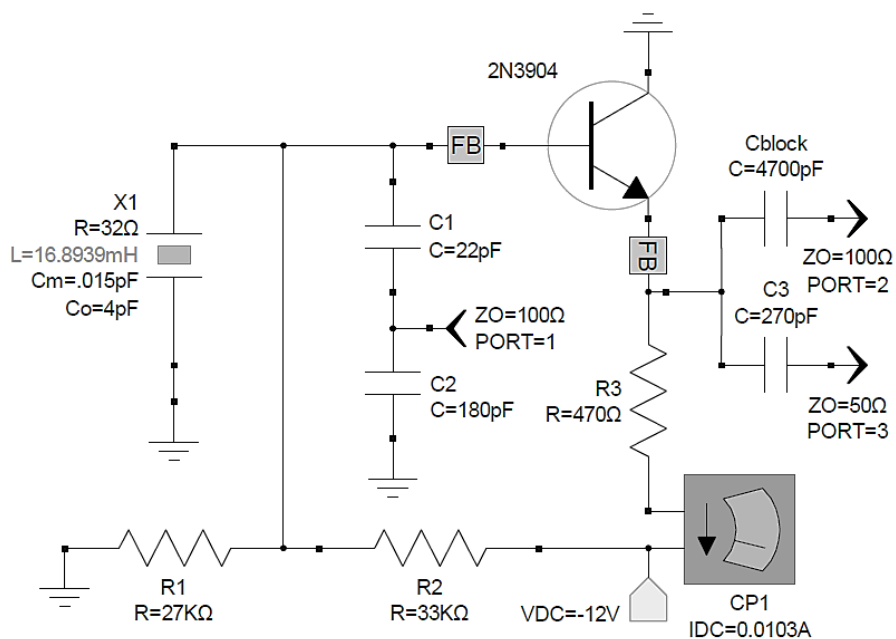


Fig. 4.10 Oscilador Colpitts con transistor bipolar con el cristal funcionando cerca de la resonancia paralela.

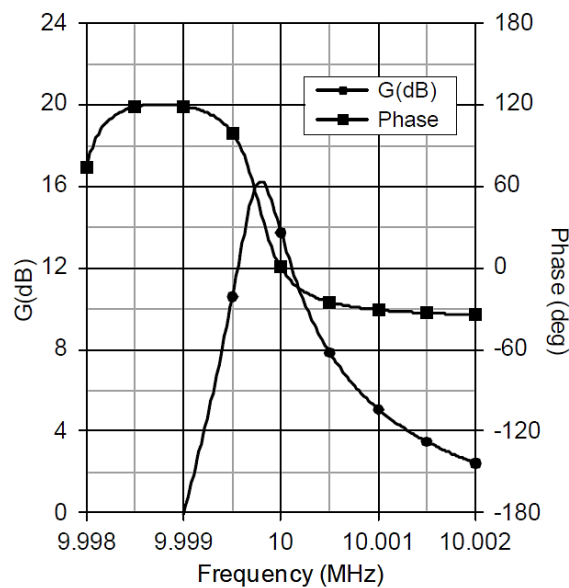


Fig. 4.11 Con símbolos circulares la ganancia de lazo abierto, con la ecuación de Randall-Hoch aplicada, y con símbolos cuadrados la fase para el oscilador Colpitts de 10 MHz.

Las magnitudes de los parámetros S de entrada y salida de la cascada del circuito a lazo abierto en un sistema de 100 ohmios son sólo -2,8 y -6,0 dB, respectivamente, por lo que se aplican las correcciones de Randall-Hoch. La amplitud de lazo abierto y el ángulo de G se grafican en la Fig. 4.11. La ganancia corregida de lazo abierto es de 13,7 dB en ϕ_0 . La inductancia movicional se ajusta para poner a ϕ_0 en 10 MHz. Con esta inductancia movicional, la resonancia paralelo natural del cristal es 10,0166 MHz y la resonancia serie natural es 9,9979 MHz. El oscilador está funcionando 16,6 kHz debajo de la resonancia paralelo natural del cristal. El Q cargado en ϕ_0 de este circuito es de aproximadamente 10.000, lo cual es sólo el 50% del Q cargado del oscilador Pierce. El oscilador Colpitts a cristal requiere una gran impedancia en paralelo con el resonador. Un transistor FET es superior a un transistor bipolar para esta aplicación.

La capacidad C_1 y C_2 en paralelo con la capacidad C_0 del cristal producen un gran cambio en la frecuencia de resonancia paralelo natural del cristal. La capacidad en paralelo con el cristal se conoce como capacidad de carga. Para el oscilador Colpitts, la capacidad de carga es aproximadamente la combinación en serie de C_1 y C_2 , en este caso 19,6 pF. Debido a que el desplazamiento es bastante grande, el valor de la capacidad de carga se especifica al solicitar al fabricante la provisión de cristales para osciladores de modo paralelo. Dos valores frecuentemente especificados de capacidad de carga son 20 y 32 pF.

4.1.7 Exactitud en la frecuencia de un oscilador a cristal

La exactitud de la frecuencia de un oscilador a cristal se define en función de lo cercana que sea a una frecuencia deseada específica. La precisión se define como la repetitividad en torno a un valor de frecuencia de oscilación. Un diseño de un oscilador puede tener una buena exactitud (la frecuencia media es la frecuencia deseada), pero baja precisión (amplia dispersión de frecuencia), o un diseño pueden tener poca exactitud (alejado de la frecuencia deseada), pero poca dispersión (alta precisión). Un ejemplo de un diseño que tiene poca exactitud pero de alta precisión es uno realizado con cristales manufacturados con gran exactitud, pero la etapa de sostenimiento presenta una capacidad de carga diferente a la esperada por el fabricante del cristal.

La variación de la frecuencia de oscilación con el tiempo se denomina inestabilidad. Si el período es corto, 1 segundo o menos, la inestabilidad se conoce como ruido. Durante un período de tiempo de días o más, la inestabilidad se la conoce como envejecimiento (aging).

Las variaciones en periodos de tiempo intermedio se asocian con el arranque del oscilador, los cambios de temperatura ambiente, y la aceleración o cambios en la orientación de circuito.

La exactitud, precisión, y variaciones de plazo intermedio a largo plazo habitualmente se expresan en términos fraccionarios, en partes por millón (ppm). Por ejemplo, la exactitud de un oscilador que está dentro de ± 100 Hz a 10 MHz posee una exactitud de ± 10 ppm.

El fabricante especifica la exactitud de la frecuencia de resonancia del cristal. Los cristales económicos tienen una exactitud de ± 100 a ± 50 ppm mientras que los cristales de precio moderado tienen una exactitud de ± 10 ppm a una determinada temperatura. La performance de los cristales es muy superior a la de los resonadores realizados con elementos concentrados que ofrecen valores alrededor de ± 10000 ppm.

Sin embargo, para alcanzar una exactitud de ± 10 ppm en un oscilador a cristal también requiere un control estricto del efecto de carga de la etapa de sostenimiento. Para obtener una exactitud mayor que ± 10 ppm es necesario un buen control de calidad y tener una fluida comunicación con el fabricante de cristales.

Se muestra a la izquierda en la Fig. 4.12 una análisis Monte Carlo de 25 muestras del ángulo de transmisión de la cascada de lazo abierto del oscilador a cristal Colpitts de 10 MHz con transistor bipolar de la Fig. 4.10. Los capacitores C_1 y C_2 tienen una tolerancia de $\pm 5\%$ con distribución uniforme. ϕ_0 varía ± 65 Hz o $\pm 6,5$ ppm.

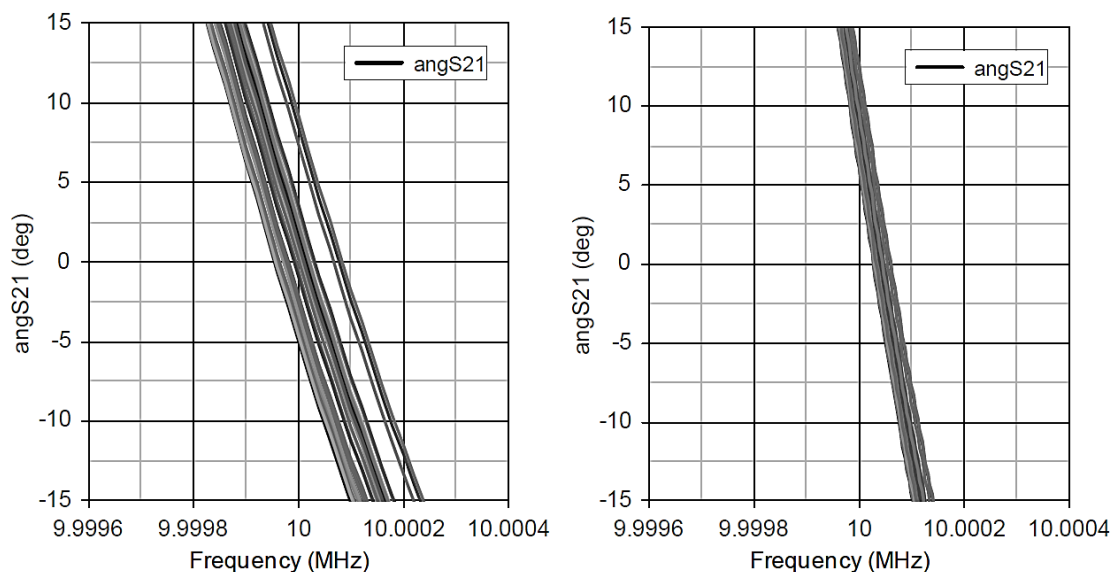


Fig. 4.12 A la izquierda se muestra el análisis de Monte Carlo de la fase de transmisión del circuito de lazo abierto de un oscilador Colpitts a cristal con un $\pm 5\%$ de variación en el capacitor de carga C_1 , y a la lo mismo derecha para un oscilador a cristal Pierce con un $\pm 5\%$ de variación en los capacitores en derivación C_1 y C_2 .

A la derecha en la Fig. 4.12 se muestra un análisis Monte Carlo de 25 muestras del ángulo de transmisión de la cascada de lazo abierto del oscilador a cristal Pierce de 10 MHz con transistor bipolar de la Fig. 4.8. Los capacitores C_1 y C_2 tienen una tolerancia de $\pm 5\%$ con distribución uniforme. La influencia de la variación de los capacitores en la frecuencia de oscilación del Pierce es claramente inferior que la del Colpitts.

4.1.8 Efectos de la temperatura sobre los osciladores a cristal

Los osciladores a cristal de cuarzo poseen una muy buena exactitud inicial y estabilidad a largo plazo. La mayor influencia en la estabilidad de frecuencia de un oscilador a cristal de cuarzo es la temperatura de funcionamiento.

La estabilización de los osciladores a cristal con la temperatura es un arte refinado y maduro. A continuación se revisa el tema brevemente.

Como se ilustra a la derecha en la Fig. 4.1 la influencia de la temperatura está controlada por el tipo de corte y la curva de una temperatura de un corte específico está controlada por ligeros cambios en los ángulos de corte. El corte AT es el más vendido, en parte debido a que el mayor volumen de aplicación de los cristales se realiza a la temperatura ambiente, estimada en 25°C. Para un amplio rango de temperatura, con una tolerancia suficientemente estrecha se es adecuado un ángulo de corte como el etiquetado con 3. Si el cristal se utiliza en un entorno muy controlado de temperatura cerca de 25°C, la menor variación con la temperatura se obtiene con el ángulo marcado con 0. En general una especificación muy estricta de las características del corte aumenta el costo del cristal.

Una mejora importante en la estabilidad para un amplio rango de temperatura se obtiene mediante la compensación de temperatura. Se sensa la temperatura ambiente y una red de compensación de lazo abierto corrige la curva característica de la variación de la frecuencia con la temperatura del corte del cristal. Esto se conoce como compensación de temperatura del oscilador a cristal (TCXO). El estado del arte hoy de los TCXO permite obtener una estabilidad de temperatura de $\pm 0,2$ ppm sobre un rango de -20 a +70°C con un encapsulado 3 x 5 x 7 mm funcionando con 5 voltios y consumiendo una pequeña corriente.

Una mejora substancial de la estabilidad con la temperatura se consigue colocando el cristal en un horno. La temperatura del horno se controla mediante lazo cerrado. Esto se conoce como un oscilador de cristal controlado por horno (OCXO). La temperatura ideal del horno es la que corresponde al punto de inflexión de la característica de temperatura del cristal, además esta tiene que ser mayor que la mayor temperatura ambiente en la cual se espera que funcione el oscilador.

4.1.9 Nivel de excitación de un resonador de cristal

Cuando aumenta la excitación de un cristal, la frecuencia de oscilación se desplaza hacia arriba para los cortes AT y hacia abajo para cristales con corte SC. Una excitación excesiva puede exceder el límite elástico del cuarzo y fracturar el cristal. El nivel de disipación en los resonadores de cristal de cuarzo se debe limitar a 2 mW o menos para frecuencias superiores a 100 kHz. Los resonadores de menor frecuencia y las aplicaciones con requerimientos estrictos sobre envejecimiento los niveles deben ser aún menores.

Un nivel bajo de excitación del cristal reduce el nivel de potencia disponible del oscilador, sin embargo es conveniente para que la performance de envejecimiento sea mejor.

La combinación de un Q cargado alto con un nivel bajo de potencia del oscilador contribuye a una performance de ruido de fase SSB excelente a frecuencias cercanas a la portadora, pero el comportamiento del ruido de fase es malo a frecuencias lejanas de la portadora. El ruido de fase de los osciladores a cristal típicos es más plano que en los osciladores de alta potencia, de componentes concentrados y resonadores distribuidos.

4.1.10 Modos espurios de un resonador de cristal

La Fig. 4.13 muestra la topografía de rayos X y la respuesta de transmisión versus la frecuencia de un resonador de cristal cortado para un modo fundamental de 3200 kHz. Las áreas oscuras en la topografía representan las zonas de la máxima amplitud de vibración del cristal. La topografía aporta una clara información sobre la naturaleza del modo deseado y los modos espurios. La topografía del modo fundamental muestra como el anillo

exterior más grueso de una geometría de cristal mesa invertida perturba sólo marginalmente el proceso de resonancia, ya poca energía mecánica se aprecia en el borde de la oblea. La relación entre el diámetro de la mancha central y el diámetro de la oblea se usa para ayudar a controlar los modos espurios.

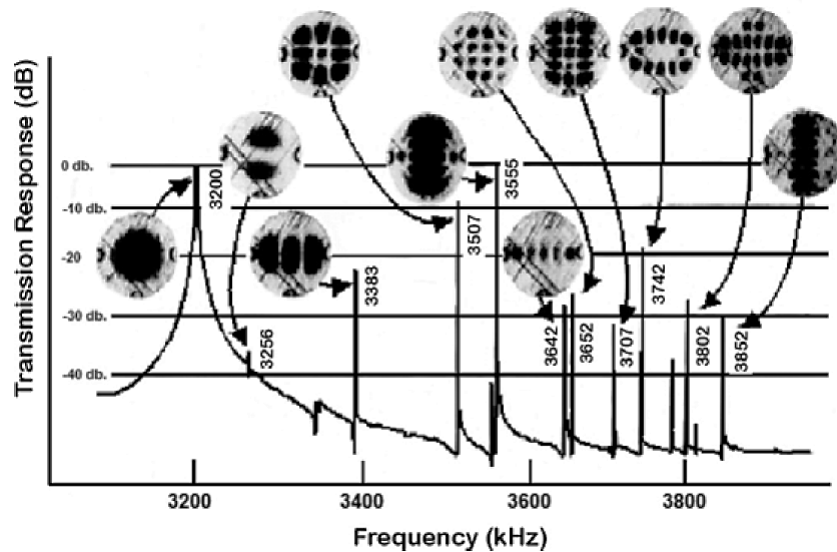


Fig. 4.13 Topología de rayos X de un resonador de cuarzo de corte AT, excitado en varios modos de resonancia espurios.

El nivel del peor caso de modo espurio se especifica requiriendo que la resistencia serie en cualquier frecuencia de modo espurio se mucho mayor que la resistencia en modo fundamental. Alternativamente, se puede especificar la respuesta de la pérdida de inserción para cualquier frecuencia de modo espurio. En general, para aplicaciones de osciladores, las respuestas de modo espurio de 10 dB o más, debajo de la respuesta deseada son aceptables. El control de los modos espurios en filtros hechos con cristales es mucho más crítico.

4.1.11 Envejecimiento del resonador de cristal

El envejecimiento (aging) se refiere a la estabilidad a largo plazo de un oscilador de cristal. Normalmente se expresa el envejecimiento en ppm por día, mes o año. El envejecimiento es acumulativo a un ritmo exponencial, con la velocidad de cambio decreciente con el paso del tiempo. Una importante causa inicial de envejecimiento lo produce la materia extraña en la oblea y en los electrodos que se redistribuyen a otras ubicaciones por la vibración. La aceleración en la superficie del cristal causada por el movimiento a frecuencias de MHz es fenomenal. El material redistribuido reduce la masa central de la oblea y por lo tanto aumenta la frecuencia de oscilación. El envejecimiento inicial produce normalmente un aumento de la frecuencia. Otras causas de envejecimiento incluyen:

- 1) pérdidas del recinto del encapsulado
- 2) estrés de los elementos de montaje y electrodos
- 3) la absorción de humedad
- 4) la corrosión del electrodo
- 5) liberación de gases de los materiales adentro del recinto del encapsulado

El mejor comportamiento por envejecimiento a largo plazo se obtiene con un bajo nivel de excitación, tan bajo como 10 μ W. Desafortunadamente, esto degrada la estabilidad a corto plazo (ruido de fase). Los fabricantes realizan un pre envejecimiento acelerado sometiéndolo a procedimientos de burn-in a temperaturas elevadas. En

la producción de alto volumen se alcanza un envejecimiento de 0,01 ppm/día. Un diseño cuidadoso, con procedimientos de control de calidad, y selección del dispositivo se puede lograr un envejecimiento mejor que 0,0001 ppm/año. El tipo de sellado empleado puede influir sobre el envejecimiento. La soldadura en frío es mejor que la soldadura caliente, aunque el sellado por soldadura ya no se utiliza para aplicaciones de alto performance, por que es problemático el control de calidad y las características por envejecimiento resultan pobres.

4.2 Osciladores a cristal en modo fundamental

El primer oscilador estabilizado mediante un resonador de cristal de cuarzo se atribuye a Cady alrededor de 1921.

Las características en relación con la temperatura de un resonador de cristal son controladas por el fabricante del resonador. El objetivo del diseñador de un oscilador es desarrollar un circuito de acoplamiento y una etapa de sostenimiento que minimice la influencia del dispositivo activo y el cambio de temperatura ambiente sobre la estabilidad global.

A continuación se analizarán algunos circuitos de ejemplo de osciladores a cristal en modo fundamental. En cada uno de ellos se utiliza un cristal de 9,6 MHz, corte AT, con encapsulado HC-49/U. La respuesta de amplitud transmisión de este cristal y su encapsulado muestran en la Fig. 4.4. La frecuencia de resonancia serie es 9,600 MHz, la frecuencia de resonancia paralelo es de 9,620 MHz, la capacidad estática es de 5,45 pF, y la pérdida de inserción en un sistema de 50 ohmios es de 0,95 dB. De estos datos medidos, la resistencia movicional calculada es de 11,6 ohmios, la capacidad movicional es 22,73 fF, y la inductancia movicional vale 12,0920062 mH. Con estos datos se calcula un Q descargado de 62900.

Con cada uno de estos ejemplos, se da un esquema con el bucle abierto para ilustrar lugares útiles para abrir el lazo. Para mantener la coherencia, tensión de alimentación para todos los circuitos es 8,6 V. Las corrientes de los dispositivos se ajustaron para obtener una salida simulada de $3 \pm 0,25$ dBm a la frecuencia fundamental. En cada circuito, la corriente medida por el amperímetro CP_1 (current probe) es la corriente de reposo de lazo abierto medida antes del comienzo de la oscilación. CP_2 se usa para medir la corriente del cristal. Para un funcionamiento con bajo consumo, los dispositivos activos deben ser seleccionados entre los que tienen una buena performance con baja tensión V_{ce} o V_{ds} y baja corriente. Algunos de los circuitos de polarización presentados son mejores para el funcionamiento con bajo tensión. En algunos ejemplos, para evitar que las terminaciones de los puertos del circuito de lazo abierto modifique la polarización de CC se agregaron capacitores de bloqueo. Se pueden quitar los capacitores de bloqueo si al cerrar el lazo no se modifica la polarización. Siempre que sea posible se usan terminaciones de 50 ohm, esto facilita la verificación de la respuesta de lazo abierto con un analizador de redes, u otro equipo apropiado. En algunos casos puede ser necesario, para mejorar la exactitud de la simulación, otros valores de impedancias. Para aquellos en que la adaptación resulte muy pobre para cualquier impedancia de referencia, se usa la corrección Randall/Hock.

En los osciladores con dispositivos bipolares se emplea el transistor NPN 2N3904, que tiene una f_T de 300 MHz y un β de 150. Para la simulación se usa un modelo Phillips QMMBT3904. Para aquellas aplicaciones donde el ruido de fase es crítico es conveniente usar otro con una menor figura de ruido. No es conveniente usar dispositivos de alta ganancia con una f_T mayor que 100 veces la frecuencia de funcionamiento ya que provocar problemas de estabilidad a frecuencias elevadas. En los circuitos osciladores con FET discretos, se usa el JFET J309 canal N con un modelo de ON Semiconductor.

En general, la cascada de lazo abierto se ajusta para un margen de ganancia de 5 a 8 dB. Se indica cuando el margen de ganancia natural no está en este rango. Los valores de los componentes discretos externos se ajustan para conseguir un Q cargado tan alto como sea posible. Este enfoque agresivo para maximizar el Q cargado es apropiado cuando la resistencia movicional del cristal es bien conocida. Cuando los valores de la resistencia movicional no están bien controlados, el Q cargado debe reducirse para garantizar un margen de ganancia positivo aún para resistencias mayores. Para todos los osciladores, se grafican la magnitud y la fase de la ganancia de la cascada, las adaptaciones de los puertos y el Q cargado.

Para cada oscilador, se cierra el lazo y se realiza una simulación de balance armónico (harmonic balance o harbec) para predecir el espectro de salida y la forma de onda en régimen. El acoplamiento a una carga de 50 ohm es generalmente muy fuerte, por lo que se aconseja agregar un circuito buffer en aplicaciones críticas para evitar el pulling. Si una carga de 50 ohm es muy pesada, se pone en serie un capacitor de pequeño valor para aumentar la impedancia de carga efectiva.

4.2.1 Oscilador Miller a cristal con JFET

Un esquema de un oscilador Miller a cristal en 9.6MHz con JFET oscilador de cristal se muestra en la Fig. 4.14. 8.16. El JFET en configuración SC produce aproximadamente un desplazamiento de fase de 180° . La frecuencia de resonancia de L_1 y C_1 está por arriba de la frecuencia de funcionamiento por lo que este circuito tanque aparece inductivo. Esta inductancia manejada por la resistencia de salida del dispositivo provoca un desplazamiento de fase de aproximadamente de 90° . C_2 , con el cristal funcionando por encima de la frecuencia de resonancia serie aportan el desplazamiento de fase faltante de 90° . Como el oscilador funciona entre las frecuencias de resonancia serie y paralelo del cristal, el Miller es catalogado como un oscilador en modo paralelo. Este circuito funciona 2869 Hz por encima de la resonancia serie del cristal.

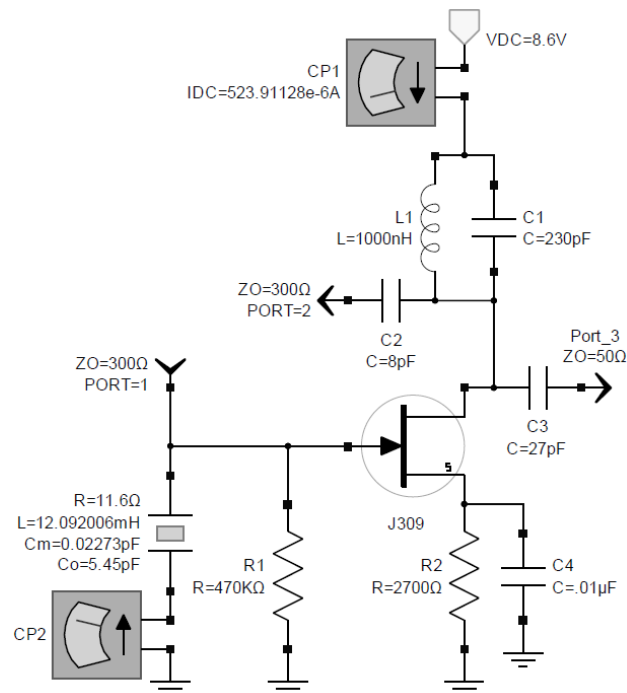


Fig. 4.14 Oscilador Miller en 9,6MHz a cristal con JFET.

La retroalimentación efectiva esta dada por el capacitor C_2 en paralelo con la capacidad de Miller. Dado que la capacidad de Miller depende del dispositivo, la estabilidad de este circuito es pobre. El circuito se incluye para tener una perspectiva histórica, pero no se recomienda para nuevos diseños.

Se ha seleccionado una impedancia de referencia de 300 ohmios. Pero aun así, las adaptaciones del lazo abierto de la cascada son pobres y es necesario aplicar la corrección de Randall/Hock para el análisis. El margen de ganancia de lazo abierto es de sólo 2,5 dB, por debajo del margen de ganancia previsto de 5 a 8 dB. El Q cargado del oscilador de Miller es muy pobre, en este caso 2.130, apenas el 3,4% del Q descargado del cristal.

La salida se toma del drenador a través de un pequeño capacitor de acoplamiento para aumentar la impedancia efectiva de carga. El capacitor C_3 aumenta impedancia de carga a 7,59 kohm. El espectro y forma de onda de salida se muestran en la Fig. 4.15. Este circuito Miller ofrece una forma de onda de salida limpia con un bajo contenido de armónicos. También presenta un alto rendimiento en la conversión de CC a RF, en este caso el 21,2%, la más alta de todos los ejemplos de osciladores. Esto es porque L_1 , C_1 , C_3 y operan de una forma muy parecida a como lo hace un amplificador de potencia de clase E. Por encima de unos pocos MHz, ya es posible el funcionamiento de un oscilador Miller con un transistor bipolar. Sin embargo, la baja impedancia de entrada de los transistores bipolares hace que el circuito de Miller, ya marginal para JFET, sea aun más cuestionable para bipolares.

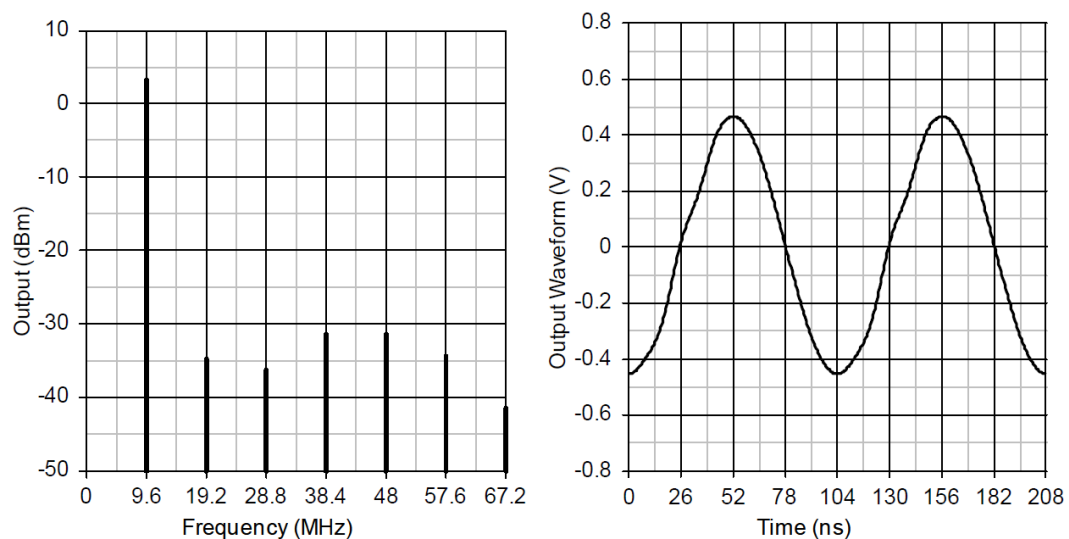


Fig. 4.15 A la izquierda el espectro de salida simulado y a la derecha la forma de onda de un oscilador Miller a cristal con JFET.

4.2.2 Oscilador Colpitts a cristal con BJT

El Colpitts con transistor bipolar es una topología común en osciladores a cristal. En la Fig. 4.16 se muestra un ejemplo de diseño. Para frecuencias superiores a algunos pocos MHz, el Colpitts bipolar es relativamente fácil de diseñar y ofrece una performance adecuada para muchas aplicaciones no críticas. Por desgracia, la adaptación del circuito a lazo abierto y el Q cargado son pobres, además es difícil hacer coincidir la máxima pendiente de la fase con ϕ_0 . La estabilidad del amplificador no es buena por lo que se usa a menudo una perla de ferrite en serie con la base para evitar oscilaciones espurias. Una perla en serie con el emisor mejora la adaptación de la cascada. Las perlas de ferrite están modeladas como el paralelo de una resistencia de 100 ohm con un inductor de 400 nH. Los capacitores C_1 y C_2 transforman la baja impedancia de salida del amplificador a la alta impedancia de la base. El cristal trabaja por encima de la resonancia en serie con un comportamiento inductivo, que resuena en

paralelo con C_1 y C_2 . Este circuito opera 3282 Hz por encima de la resonancia serie del cristal. La capacidad de carga del cristal es aproximadamente igual a C_1 en serie con C_2 , en este caso 20 pF.

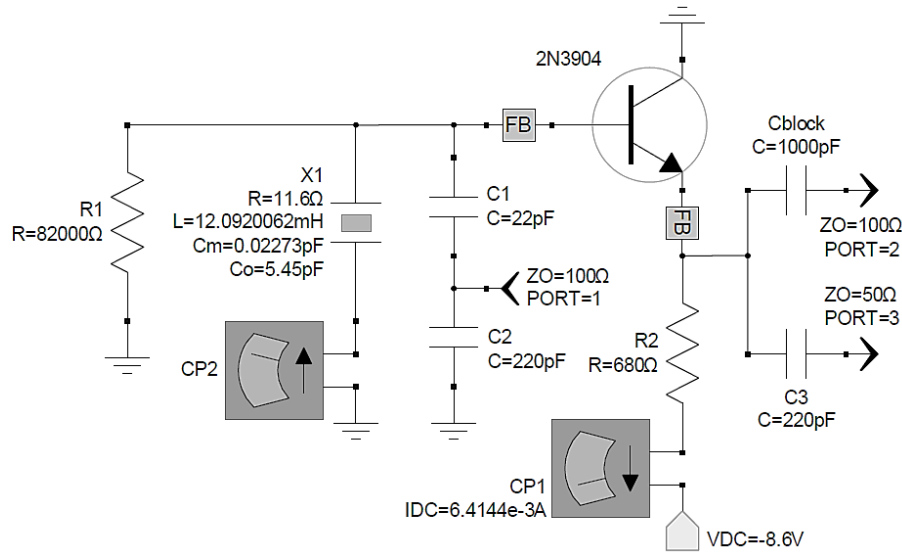


Fig. 4.16 Oscilador de 9,6 MHz a cristal con transistor bipolar.

Se selecciona una impedancia de referencia es de 100 ohm. Sin embargo, la adaptación de la cascada del lazo abierto es pobre por lo que se hace necesario aplicar la corrección de Randall/Hock. El margen de ganancia de lazo abierto es mucho mayor que el deseado de 5 a 8 dB, lo que justifica buscar una mayor estabilización mediante el uso de perlas de ferrite. El Q cargado de este Colpitts es 14.200, 23% del Q descargado del cristal.

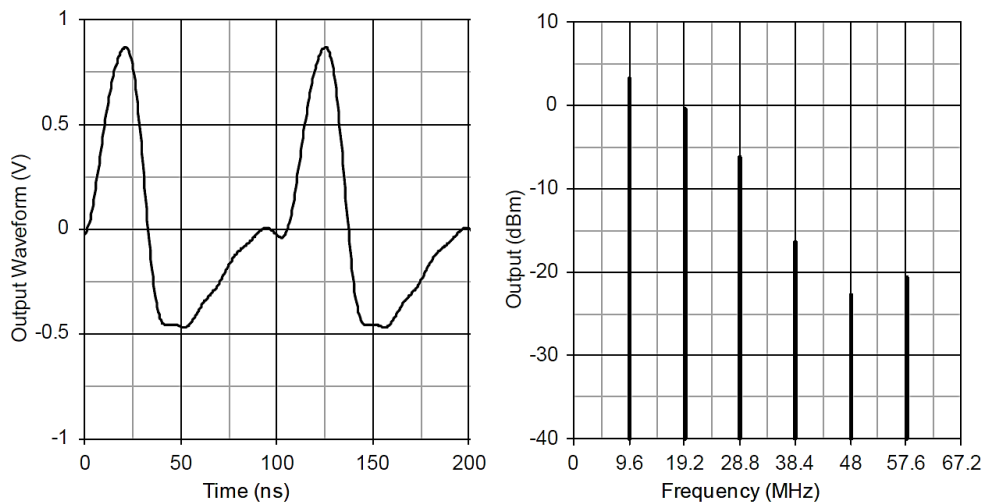


Fig. 4.17 A la izquierda, la forma de onda de salida y a la derecha el espectro simulados de un oscilador Colpitts de 9.6 MHz a cristal con transistor bipolar.

La potencia de salida se toma del emisor a través de un acoplamiento capacitivo de 220 pF, C_3 , que eleva la impedancia de carga efectiva a 163 ohmios. La forma de onda de salida se muestra a la izquierda en la figura Fig. 4.17 y el espectro de salida a la derecha. El segundo armónico está apenas 3,7 dB por debajo de la fundamental. El espectro rico en armónicos da como resultado una forma de onda bastante alejada de una senoidal. La potencia de salida y el rendimiento en la conversión de la energía de CC a RF se pueden duplicar o aún más, si se toma la carga de 50 ohm directamente desde el emisor con un capacitor de valor grande. Desgraciadamente, la performance armónica resulta aún peor y la forma de onda de salida es casi impulsiva. El alto contenido armónico está soportado por que el transistor tiene una f_T 30 veces mayor que la frecuencia de

oscilación. Aunque el 2N3904 podría ser considerado como un transistor marginal para aplicaciones de RF, es más que adecuado para osciladores a cristal en la banda de HF.

En este ejemplo la disipación del cristal es 775 mW, más elevada que en la mayoría de los otros ejemplos de osciladores.

4.2.3 Colpitts a cristal con JFET

Para una performance óptima el oscilador Colpitts requiere de una alta impedancia en paralelo con el cristal. La performance de un oscilador Colpitts mejora substancialmente si se reemplaza el transistor bipolar con un JFET, como se muestra en el esquema de la Fig. 4.18. Cuanto más baja sea la frecuencia, menor a unos pocos MHz, más necesaria es la sustitución del bipolar por un JFET debido a que los cristales de baja frecuencia poseen una resistencia serie de mayor valor. El funcionamiento básico es similar a la forma bipolar.

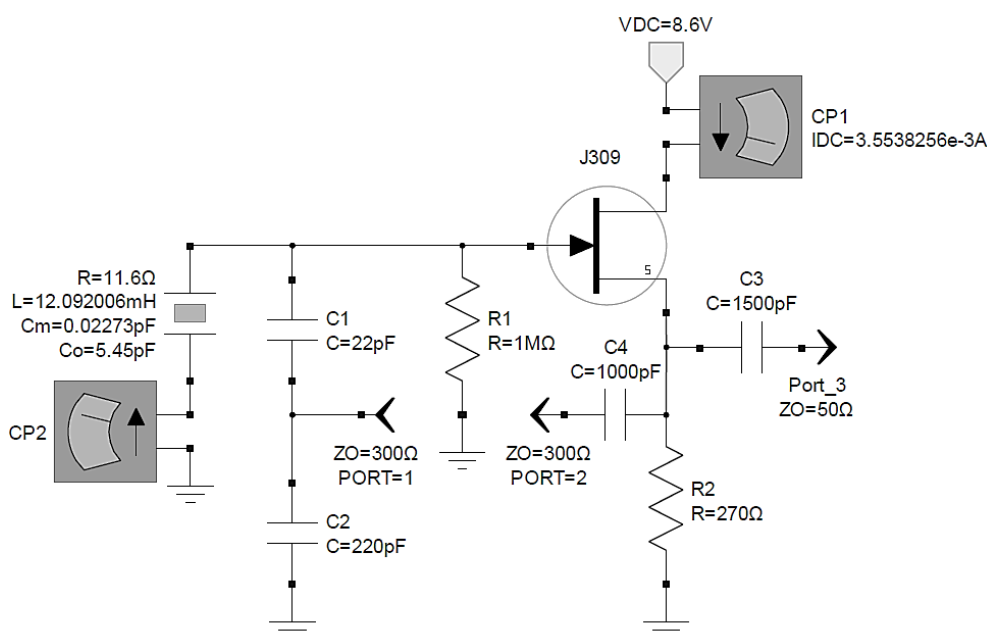


Fig. 4.18 Oscilador Colpitts de 9,6 MHz a cristal con JFET.

La impedancia de referencia óptima para la cascada es más elevada que para la versión bipolar, en este caso 300 ohm. Para este ejemplo, la adaptación del circuito a lazo abierto es mejor que para la forma bipolar, pero la exactitud del análisis aún se beneficia con la corrección de Randall/Hock. El margen de ganancia de lazo abierto está en el extremo superior de la banda deseada de 5 a 8 dB. Si los modos espurios representaran un problema, se aconseja usar perlas de ferrite en serie con la puerta. El Q cargado de este JFET Colpitts es de 42.000, un respetable 67% del Q descargado del cristal y una mejora significativa en relación a la versión bipolar.

La potencia de salida se toma del emisor a través de un capacitor de acoplamiento de 1500 pF, C_3 . Este valor implica en la práctica un acoplamiento completo de la carga de 50 ohm. A la izquierda en la Fig. 4.19 se muestra la forma de onda de salida y a la derecha el espectro de salida. El segundo armónico está 6,3 dB por debajo de la fundamental. La forma de onda no es senoidal lo que se corresponde con un espectro rico en armónicos. La eficiencia en la conversión de potencia de CC a RF es algo mejor que en la versión bipolar del oscilador Colpitts. La disipación de potencia en el cristal para este ejemplo es 123 mW, que se encuentra entre las más bajas entre todos los ejemplos.

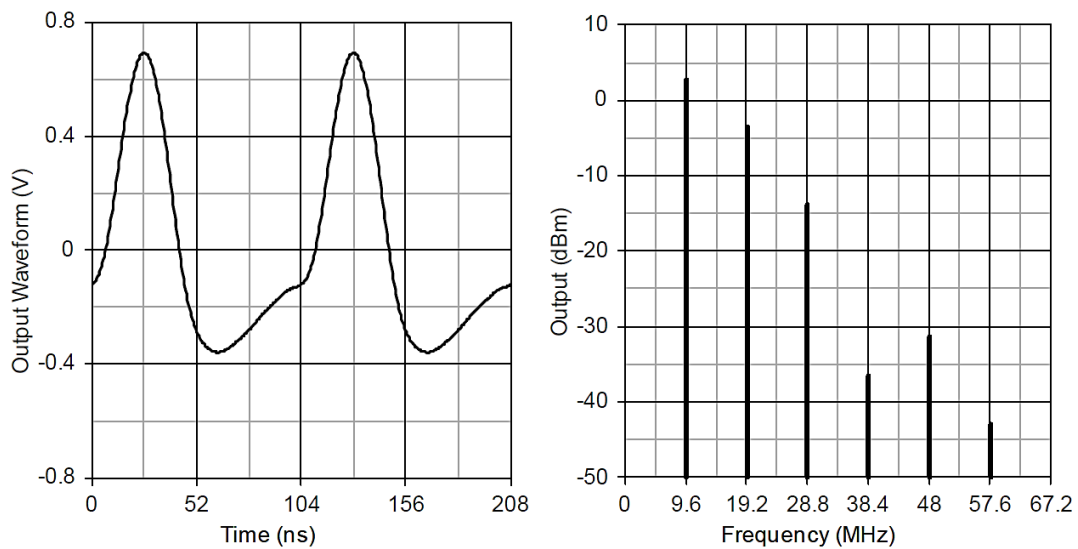


Fig. 4.19 Oscilador Colpitts de 9,6 MHz a cristal implementado con JFET.

4.2.4 Oscilador a cristal Pierce bipolar

Un oscilador de cristal Pierce bipolar se muestra en la Fig. 4.20 El Pierce usa un amplificador inversor y un resonador de cristal acoplado con capacitores en derivación C_1 y C_2 . La impedancia de salida del amplificador con C_1 y la resistencia movicional del cristal con C_2 agregan los 180° de desplazamiento de fase para completar los 360° necesarios. Una resistencia en serie, R_1 , se puede usar para aumentar el desplazamiento de fase de C_1 y obtener una mejor coincidencia entre la pendiente máxima de la fase con el cruce por cero. C_1 y C_2 también reducen la impedancia efectiva de entrada y de salida del amplificador y por lo tanto aumentan el Q cargado.

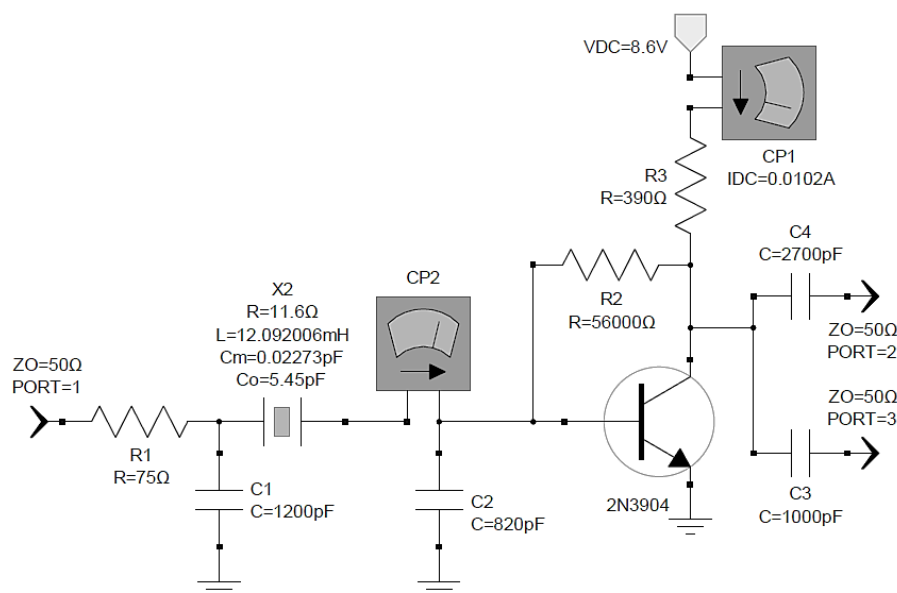


Fig. 4.20 Oscilador a cristal bipolar Pierce de 9.6 MHz

Las magnitudes de los parámetros S de entrada y de salida de la cascada son mejores que -10 dB referenciados a 50 ohm por lo que no es necesaria la corrección Randall/Hock. El margen de ganancia de lazo abierto está apenas encima que 5 dB. El Q cargado del Pierce bipolar es de 52.100 , 83% del Q descargado del cristal y el más elevado de los ejemplos de osciladores. El margen de ganancia queda reducido por la búsqueda agresiva del Q

cargado. El aumento de C_1 y C_2 aumenta la relación Q cargado a Q descargado y también aumenta la pérdida de inserción del resonador.

C_1 y C_2 a veces se los refiere como los condensadores de carga, con la capacidad de carga efectiva igual a su combinación en serie, en este caso 487 pF. El objetivo de diseño del oscilador Pierce es maximizar los valores de C_1 y C_2 en consonancia con margen de ganancia adecuado, mientras que el objetivo de diseño de los osciladores con el cristal en modo paralelo es normalmente ajustar la capacidad de carga a un valor estándar más pequeño, tal como 20 o 32 pF. A medida que C_1 y C_2 se incrementan, la frecuencia de oscilación se aproxima a la de resonancia serie del cristal. Este ejemplo oscila 209 Hz por encima de la frecuencia de resonancia serie del cristal.

La potencia de salida se toma en el colector a través de un capacitor de 1000 pF. Es un acoplamiento casi pleno para una carga de 50 ohm. La forma de onda de salida simulada se muestra a la izquierda en la Fig. 4.21. El segundo armónico está 6,4 dB por debajo de la fundamental y el tercero está 17,8 dB por debajo. A la derecha de la Fig. 4.21 se muestra la forma de onda medida de este oscilador. La forma de onda medida es ligeramente más sinusoidal, lo que resulta en una tensión de pico negativo ligeramente menor que la simulada.

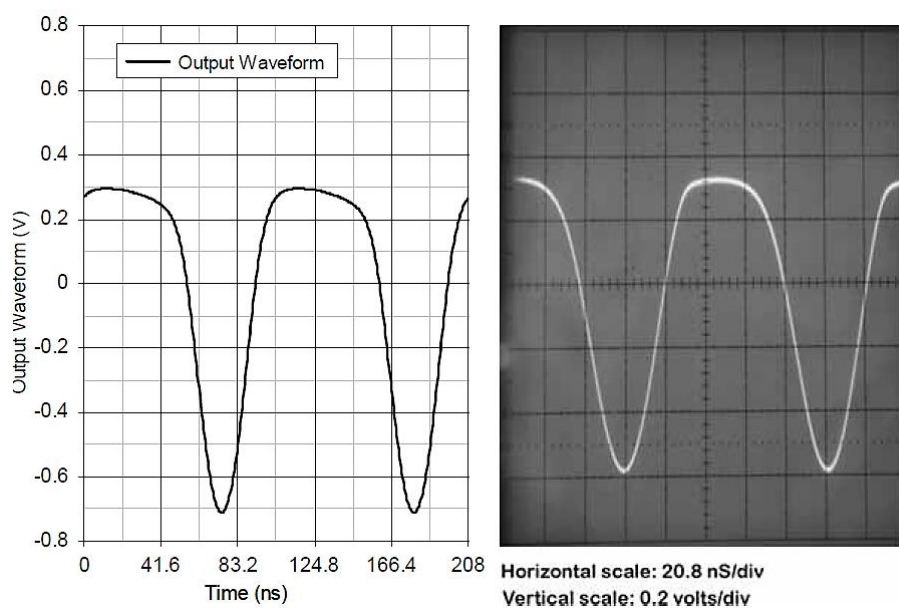


Fig. 4.21 Simulado a la izquierda y medido a la derecha, se muestra la forma de onda de salida de un oscilador Pierce bipolar a cristal de 9,6 MHz en modo fundamental

4.2.5 Oscilador a cristal Pierce implementado con un MMIC

El Pierce de la Fig. 4.22 es similar al Pierce bipolar excepto que el dispositivo activo es un circuito integrado monolítico de microondas (MMIC). El MAR6 de Mini Circuits y el MSA06 de Avago Technologies están constituidos por un par de transistores Darlington con una f_T de 10 GHz, realimentación resistiva paralela y serie, y resistencias de polarización internas. La ganancia de lazo abierto es 20 dB a 200 MHz y cae a 12 dB a 2 GHz. La ventaja de los bloques de ganancia MMIC es una ganancia estable con la temperatura, repetitividad, una estabilidad del dispositivo mejorada, y una adaptación a 50 ohm de los parámetros S de entrada y de salida mejor que -12 dB hasta 1 GHz. La realimentación resistiva degrada la figura de ruido en aproximadamente 3 dB, y la excelente adaptación es sólo un beneficio marginal para un oscilador, por lo que este circuito ofrece pocas

ventajas respecto la forma bipolar discreto. El Q cargado es menor y la disipación de cristal es superior comparados con la forma bipolar. Sin embargo, esta es una alternativa fácil y útil de diseño cuando se desea usar un MMIC.

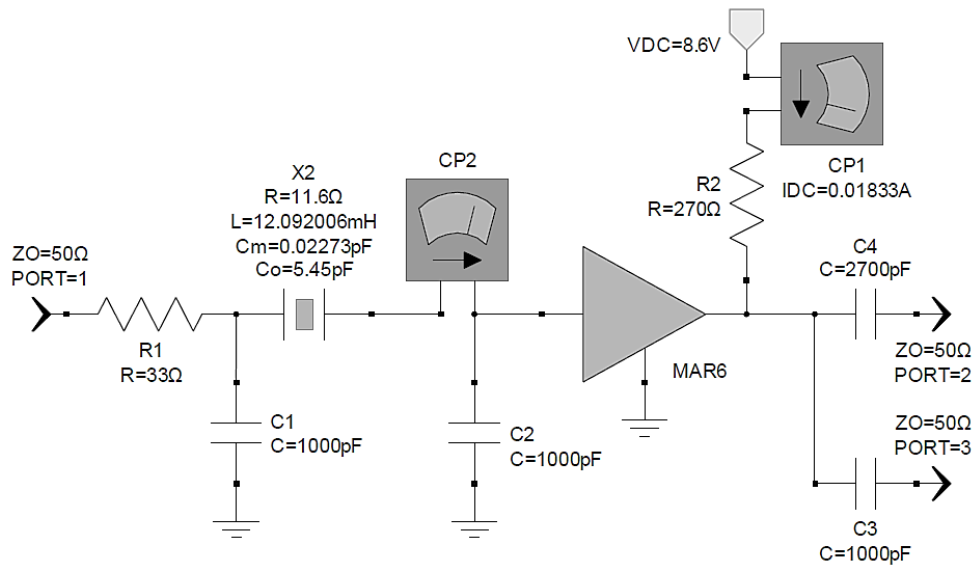


Fig. 4.22 Oscilador a cristal Pierce de 9,6MHz implementado con un MMIC.

A la izquierda en la Fig. 4.23 se muestra La forma de onda de salida simulada y a la derecha el espectro de la misma.

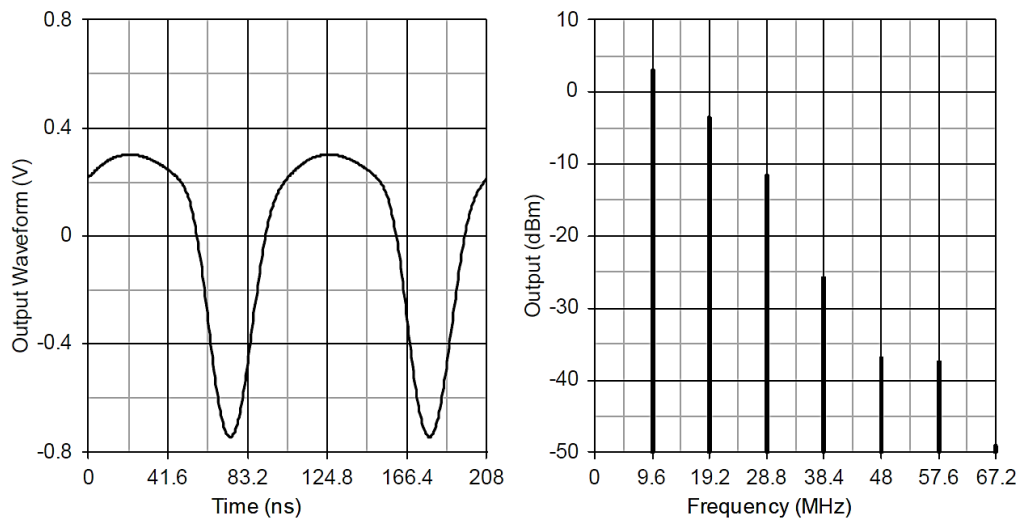


Fig. 4.23 A la izquierda se muestra la forma de onda de salida simulada y a su derecha el espectro de un oscilador a cristal Pierce de 9,6 MHz con MMIC.

4.2.6 Oscilador Pierce a cristal con puerta inversora CMOS

En la Fig. 4.24 se muestra un ejemplo de un oscilador Pierce a cristal de 9,6 MHz usando un modelo simplificado de una puerta inversora CMOS. Se utiliza una puerta adicional para aislar la salida y facilitar la entrega de 3 dBm de potencia de salida a una carga de 400 ohm. Una resistencia de realimentación de 1 Mohm polariza la puerta del oscilador en su zona activa. Este valor no es crítico. El circuito a lazo abierto del oscilador usa una impedancia de referencia 1000 ohm para favorecer la adaptación, sin embargo la impedancia de entrada

es bastante mayor que la de salida por lo que se hace necesaria la corrección de Randall/Hock, la que predice un margen de ganancia a lazo abierto de 6 dB.

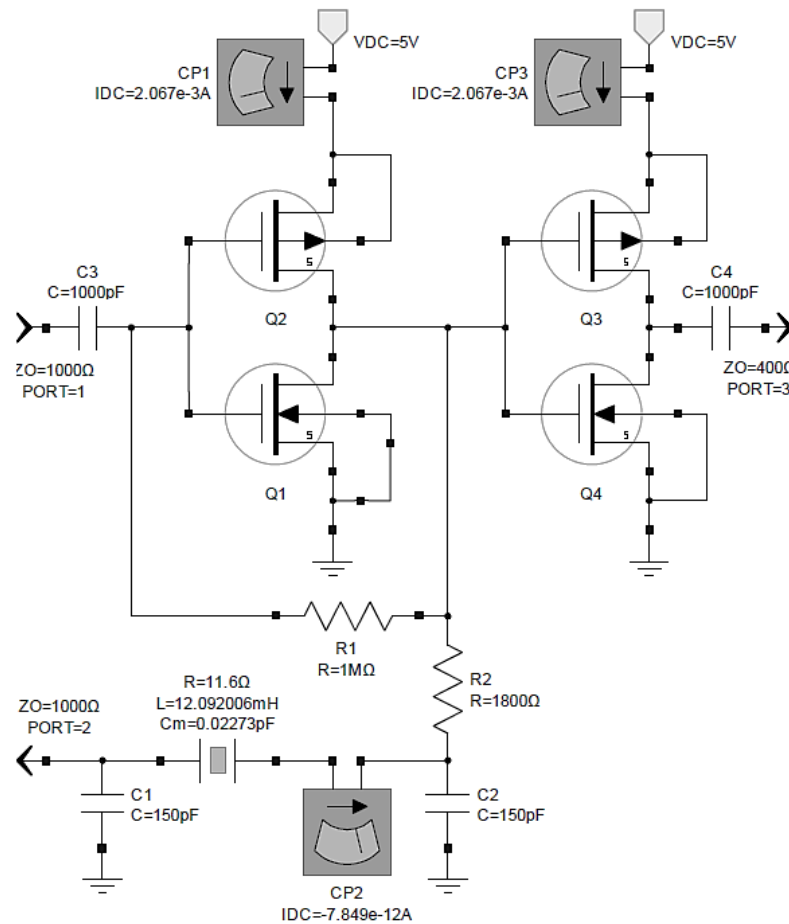


Fig. 4.24 Oscilador a cristal Pierce de 9,6 MHz que usa como dispositivo activo una puerta inversora CMOS.

Dada la alta impedancia de este circuito, los valores de capacidad de los capacitores en paralelo para el acoplamiento del cristal pueden ser mucho menores y obtenerse aun así un buen Q cargado. El Q cargado de este ejemplo, determinado de la respuesta de fase de la corrección de Randall/Hock vale 54600, un impresionante 87% del Q del cristal sin carga.

Si la resistencia movicional del cristal no está rigurosamente controlada, se usan valores más pequeños de C_1 y C_2 . Con valores más pequeños de C_1 y C_2 la frecuencia de funcionamiento se eleva, en este caso 1457 Hz por encima de la frecuencia de resonancia serie del cristal.

El desplazamiento de la frecuencia de funcionamiento por encima de la frecuencia de resonancia serie de cristal es consecuencia de usar pequeños valores para C_1 y C_2 . El Pierce generalmente se lo considera un oscilador a cristal en modo de serie por lo que su frecuencia de operación es próxima a la frecuencia de resonancia serie del cristal. Sin embargo, Sin embargo para este caso la capacidad efectiva de carga 75 pF, es apenas 2,3 veces mayor que el valor estándar de 32 pF, valor que normalmente se considera para el diseño de osciladores en modo paralelo. Los valores pequeños de C_1 y C_2 dan como resultado una mayor sensibilidad a sus valores, como sucede en un oscilador Colpitts, en vez de la típica baja sensibilidad de un oscilador Pierce.

La forma y el espectro de la onda de salida de este ejemplo se muestran en la Fig. 4.25. Para una potencia de salida similar a la de los otros ejemplos, la escala de tensión es mayor debido a los valores más elevados de impedancia. La forma de onda de salida muestra recortes simétricos, produciendo un espectro principalmente de armónicos impares. Se puede reducir la ondulación de la forma de onda de salida en la zona de los recortes

aumentando el número de armónicos en las opciones del análisis armónico del simulador, pero se ha dejado en siete para mantener la consistencia con las otras simulaciones.

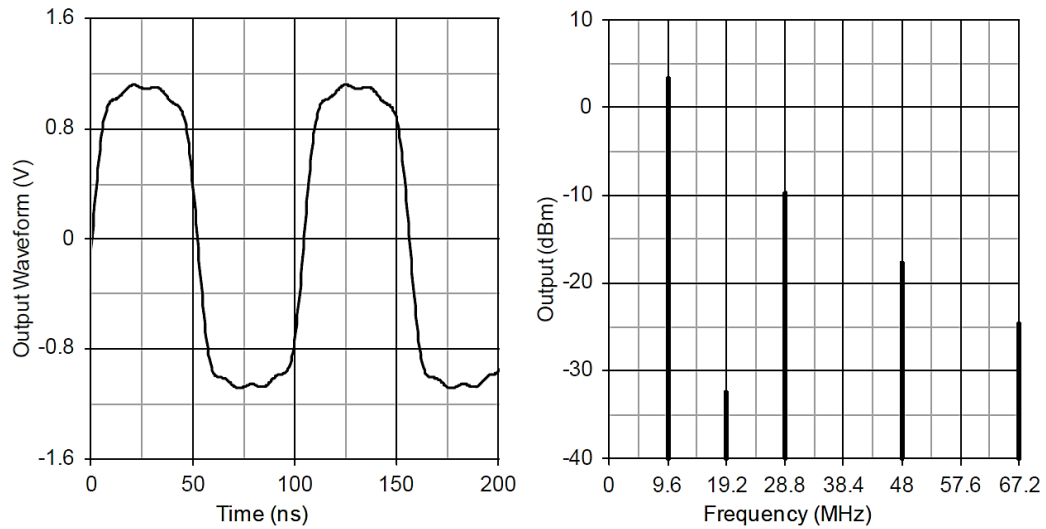


Fig. 4.25 A la izquierda se muestra la forma de onda de salida y a la derecha su espectro, de un oscilador a cristal Pierce de 9,6 MHz implementado con una puerta inversora CMOS.

4.2.7 Oscilador bipolar Pierce con cristal mesa invertida

El siguiente ejemplo es un oscilador Pierce bipolar con los parámetros típicos de un resonador de cristal mesa invertida de 100 MHz. La resistencia movicional vale 25 ohm, la inductancia movicional 0,452326713 mH, la capacidad movicional 5,6 fF, y la capacidad estática 2,4 pF. Por lo tanto, el Q descargado vale 11,400.

El oscilador se muestra en la Fig. 4.26. El oscilador Pierce mesa invertida es básicamente idéntico al oscilador Pierce con corte AT convencional y otros cortes, excepto que dada la mayor frecuencia de funcionamiento son necesarios valores más pequeños para los capacitores de acoplamiento y un dispositivo con una mayor f_T . El dispositivo que se emplea en el ejemplo es un MRF901, un transistor bipolar de pequeña señal con una f_T de 4 GHz.

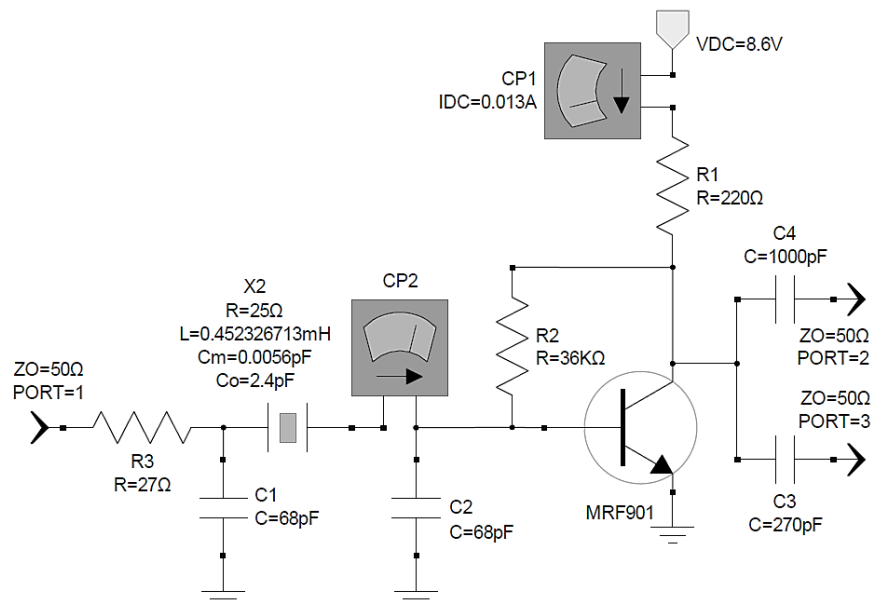


Fig. 4.26 Oscilador bipolar Pierce de 100 MHz con cristal mesa invertida.

El Q cargado de este ejemplo es de 4250, un 37% del Q descargado del cristal. La disipación del cristal es de 531 μW . La forma de onda simulada de salida y su espectro se muestran en la Fig. 4.27. La forma de onda de salida es similar a los anteriores osciladores Pierce bipolares con recorte asimétrico en el pico positivo.

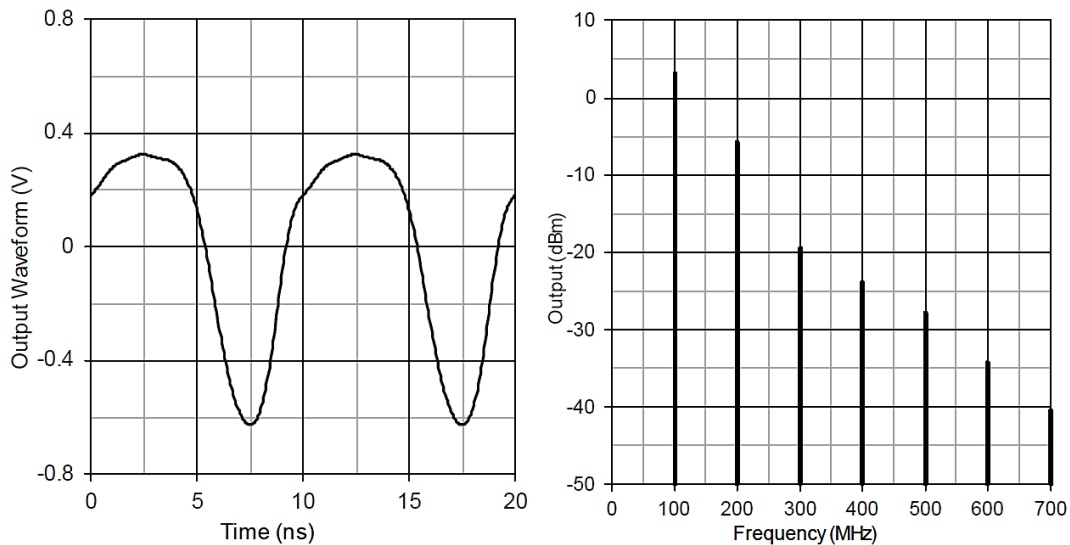


Fig. 4.27 A la izquierda forma de onda simulada de la salida, y a la derecha su espectro, de un oscilador bipolar Pierce con cristal mesa invertida.

4.3 Osciladores a cristal en modo sobretono

Los siguientes ejemplos muestran osciladores a cristal en modo sobretono. Ellos usan un cristal con encapsulado HC-49/U. La capacidad estática medida vale 4,55 pF. Para el quinto sobretono la pérdida de inserción en la resonancia serie es 4,3 dB, la frecuencia resonante en serie es 100,005 MHz, y la frecuencia de resonancia paralelo es 100,011 MHz. Con estos datos se calculan los parámetros movicionales que valen $C_m=0,546$ fF, $L_m=4,6387844$ mH, y $R_m=64$ ohm. El Q descargado del cristal es 45.500. El oscilador en modo sobretono no sólo debe satisfacer los criterios de oscilación a la frecuencia del sobretono deseado, sino que también debe garantizar que esos criterios no se satisfagan en la frecuencia de resonancia fundamental y la de los otros sobretonos del cristal. Para obtener una ganancia adecuada a la frecuencia del sobretono elegido, se usa el transistor bipolar de bajo ruido MRF901, el cual tiene una f_T de 4 GHz. Para la simulación se usa un modelo SPICE de Motorola.

4.3.1 Oscilador Colpitts bipolar a cristal en sobretono

La Fig. 4.28 muestra un oscilador bipolar Colpitts de 100 MHz a cristal en quinto sobretono. Su funcionamiento es muy parecido al oscilador a cristal Colpitts en modo fundamental excepto que para las frecuencias inferiores al sobretono deseado, el paralelo del inductor L_1 y el capacitor C_2 se comporta inductivamente, lo que asegura que no exista un desfase de 0° en el circuito a lazo abierto para otro sobretono o para la frecuencia fundamental.

La Fig. 4.29 muestra las respuestas del oscilador en el quinto sobretono. ϕ_0 casi coincide con la máxima pendiente de la fase. Parece ser un diseño exitoso de un oscilador.

Sin embargo, hay que tener en cuenta el barrido de banda ancha de la cascada de lazo abierto de la Fig. 4.30. Nótese en la Fig. 4.28 que se han incluido los modelos de cristal para el modo fundamental y el tercer sobretono. Se incluye la capacidad estática pero separadamente, ya que es común a los tres modelos de los tres modos

posibles de oscilación. No es necesario incluir los modelos para los sobretonos impares mayores al quinto, ya que la ganancia cae con la frecuencia, tampoco se modelan los sobretonos pares porque no tienen un efecto piezoeléctrico.

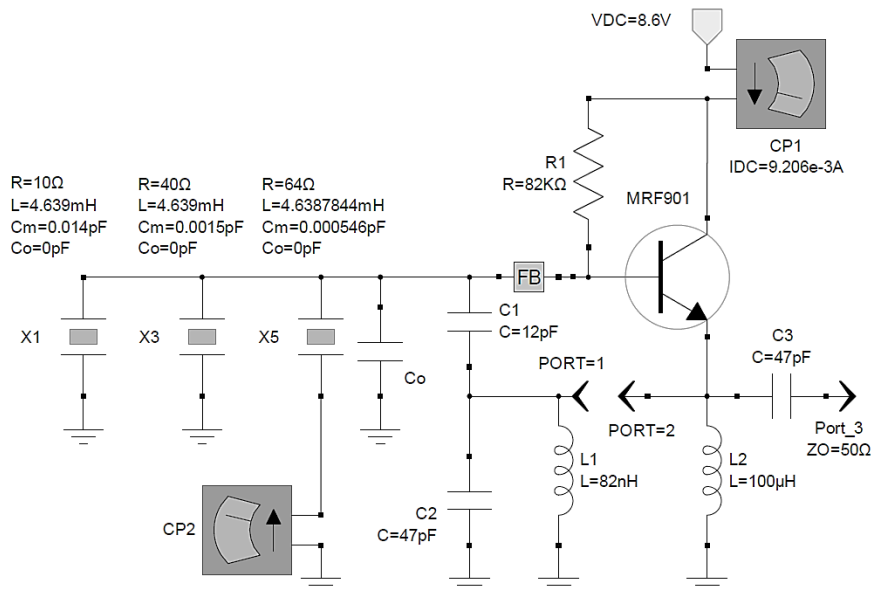


Fig. 4.28 Oscilador Colpitts de 100 MHz a cristal en quinto sobretono

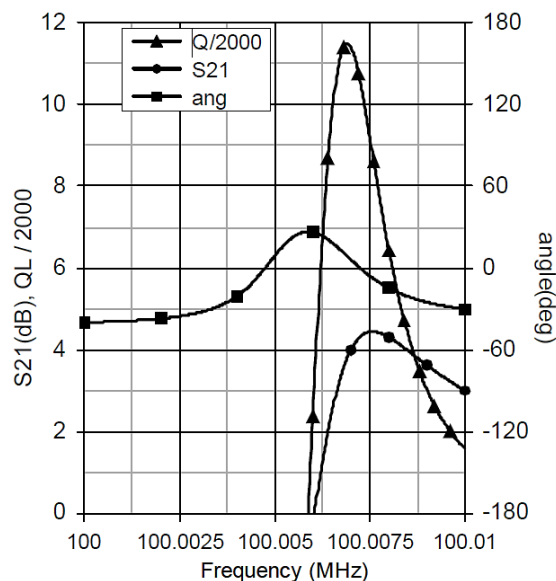


Fig. 4.29 Respuestas simuladas del oscilador Colpitts a cristal en quinto sobretono. Con símbolos circulares la ganancia de la cascada en dB, con símbolos cuadrados la respuesta de fase y con símbolos triangulares el Q cargado.

Se observa claramente en la ganancia y en la respuesta de fase el modo fundamental a 20 MHz, el tercer sobretono a 60 MHz, y el deseado quinto sobretono a 100 MHz. Una ampliación del barrido de frecuencias en torno a cada resonancia confirma que los criterios de oscilación se satisfacen sólo en el quinto sobretono. Sin embargo, observe que ocurre un suave cruce de fase por cero, no asociado con alguna resonancia del cristal, a aproximadamente 75 MHz. El margen de ganancia es 1,7 dB en esta frecuencia, lo que representa la posibilidad que ocurra un modo de oscilación espurio. Fuera de resonancia, la rama movicional del modelo tiene alta impedancia y el cristal se presenta como una capacidad igual a C_0 . Entonces, C_1 , L_1 , y C_2 forman el resonador que produce esta respuesta espuria.

Este ejemplo ilustra cómo modelar los modos de sobretono no deseados, y muestra la importancia de realizar un barrido ancho para asegurar un diseño sin respuestas espurias. Debido al bajo margen de ganancia, bajo Q cargado y posibles modos de oscilación espurios, el oscilador Colpitts a cristal en sobretono no es una topología aconsejable. En la Fig. 4.31 se muestran la forma de onda de salida simulada y su espectro para este ejemplo.

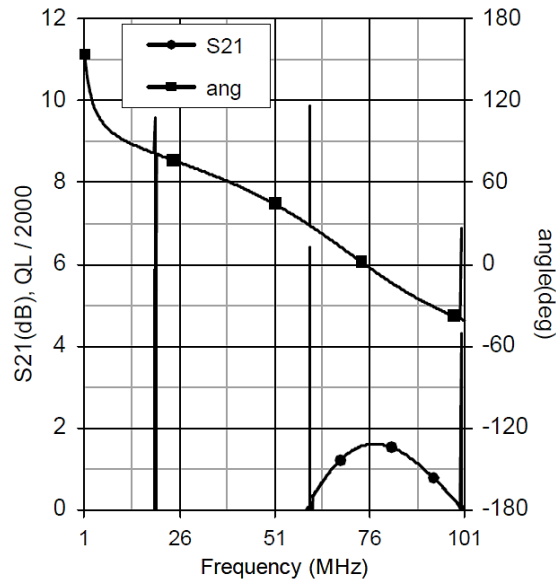


Fig. 4.30 Respuesta del circuito a lazo abierto, sobre un gran ancho de banda, del oscilador Colpitts a cristal en quinto sobretono.

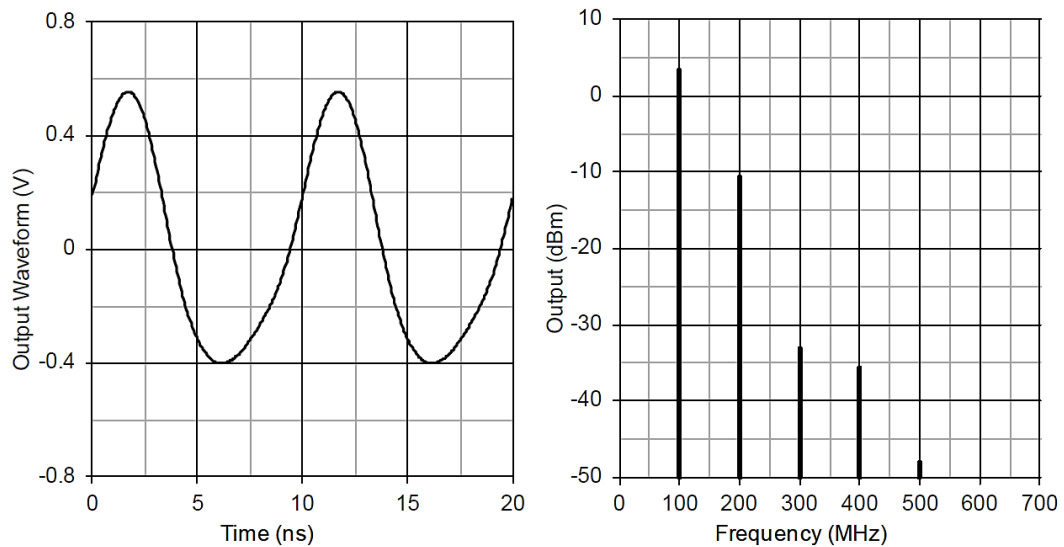


Fig. 4.31 A la izquierda la forma de onda de salida y a la derecha su espectro, del oscilador bipolar Colpitts a cristal en quinto sobretono.

4.3.2 Oscilador bipolar BC a cristal Butler en modo sobretono

En la Fig. 4.32 muestra un oscilador Butler bipolar BC a cristal para el quinto sobretono, aproximadamente en 100 MHz. Al igual que un oscilador L - C BC Colpitts, el amplificador es no inversor y circuito tanque L_1 , C_1 , y C_2 transforma la impedancia de colector hacia abajo para manejar la baja impedancia del emisor. La resonancia serie de la rama movicional del cristal cierra el circuito de realimentación proveyendo la selectividad y la pendiente de fase necesaria. El inductor L_1 ajusta el desplazamiento de fase de manera que la oscilación se produzca exactamente en la frecuencia exacta de la resonancia serie del cristal. El circuito tanque previene

además que exista un margen de ganancia positivo para sobretonos no deseados. El inductor L_2 tiene una función importante: fuera de la frecuencia de resonancia serie la capacidad estática del cristal también cierra el lazo y puede ocurrir una oscilación a una frecuencia determinada por el tanque más que por el cristal. El valor de L_2 se selecciona para que resuene en paralelo con la capacidad estática del cristal a la frecuencia de oscilación. El valor de L_2 no es crítico y por lo que no necesita ser ajustado en la producción, pero el valor de la capacidad estática debe ser conocido para encontrar el valor aproximado de L_2 . CP_2 mide solo la corriente movicional ya que C_o se puso separado del cristal.

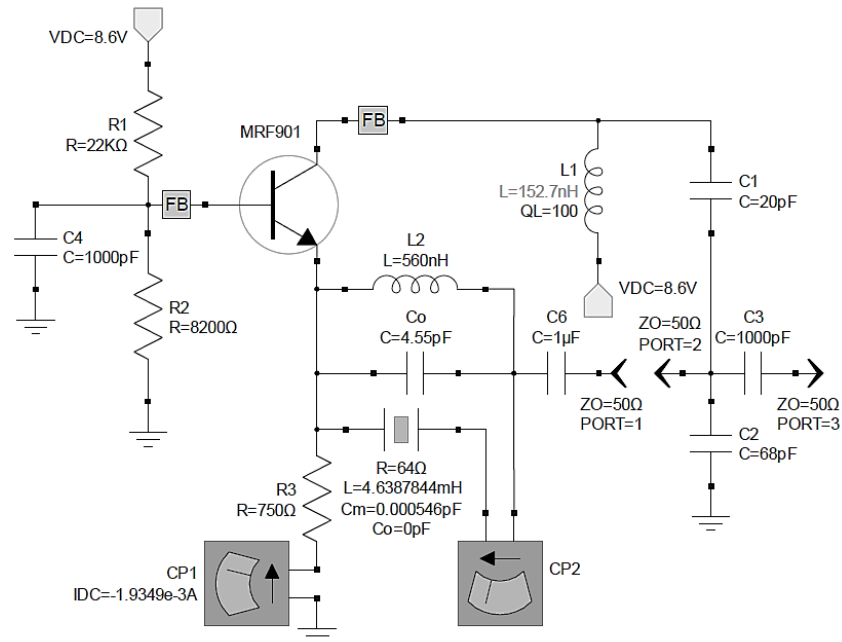


Fig. 4.32 Oscilador bipolar BC a cristal Butler, en quinto sobretono.

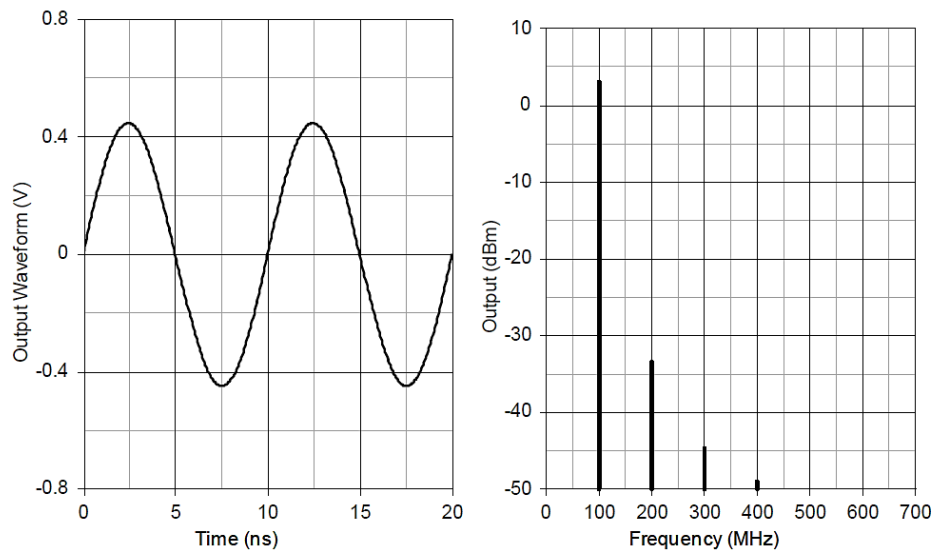


Fig. 4.33 A la izquierda onda de salida simulada, y a la derecha su espectro, de un oscilador bipolar BC a cristal Butler en quinto sobretono.

Debido a que el emisor está cargado capacitivamente, este circuito es similar a un oscilador de resistencia negativa por lo que se hace necesario usar perlas de ferrite o resistencias en serie con la base y el colector para garantizar la estabilidad en las frecuencias de UHF. El capacitor C_o no es necesario cuando se cierra el lazo para formar el oscilador. La simulación muestra que la adaptación es buena, el margen de ganancia es de

aproximadamente 4,6 dB, el Q cargado es de 22.000, el 48% del Q descargado del cristal, y la disipación del cristal es 319 μ W.

4.3.3 Oscilador bipolar CC a cristal Butler en modo sobretono

La Fig. 4.34 muestra un oscilador bipolar CC Butler a cristal en el quinto sobretono, aproximadamente en 100 MHz. El funcionamiento es similar al oscilador Butler BC, excepto que el tanque adapta la baja impedancia de salida de emisor a la alta impedancia de la base. El condensador C_5 no es necesario cuando se cierra el lazo. Al igual que con el oscilador a cristal Butler BC en modo sobretono, se debe poner una serie resistencia o una perla de ferrite en serie con la base para asegurar su estabilidad. Si para L_1 se utiliza un inductor de un alto Q puede ser necesario poner una resistencia de alto valor en paralelo con para L_1 para asegurar la estabilidad.

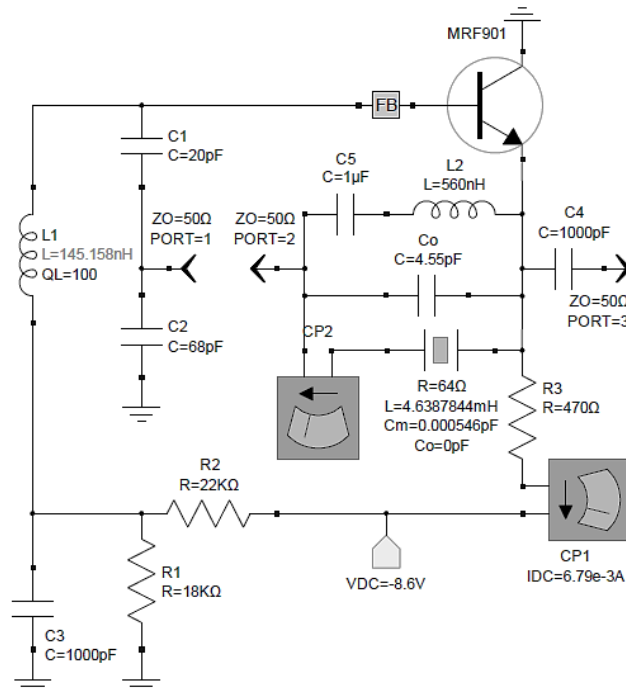


Fig. 4.34 Oscilador bipolar CC Butler a cristal en quinto sobretono.

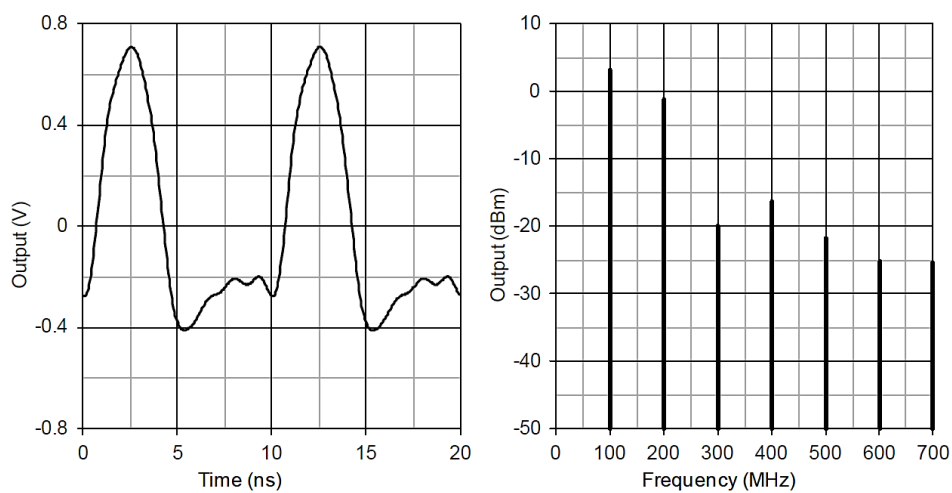


Fig. 4.35 A la izquierda forma de onda de salida simulada, y a la derecha su espectro, de un oscilador bipolar CC Butler a cristal en quinto sobretono.

Como con el oscilador en sobretono Butler BC, la ganancia de la cascada de lazo abierto, la respuesta de fase, y la adaptación son buenas con una impedancia de referencia de 50 ohm. El margen de ganancia es aproximadamente 7 dB.

En este ejemplo se utiliza una fuente de alimentación negativa que funciona bien con la topología NPN CC. Si no está disponible una fuente de tensión negativa se puede usar un transistor PNP o una red de polarización diferente. El Q cargado es de 22.000, el 48% del Q descargado del cristal. La disipación de cristal es 200 μ W.

La salida se toma del emisor a través de un capacitor de bloqueo de CC. La forma de onda está severamente recortada en el pico negativo, lo que resulta en una mala performance armónica como lo ilustra la Fig. 4.35. La ondulación de la forma de onda simulada es el resultado de usar una cantidad insuficiente de armónicos en el análisis de balance armónico en la simulación. La forma de onda de salida de este oscilador mejora si se toma la salida en la unión de C_1 y C_2 pero esto aumenta la disipación del cristal.

4.4 Resumen de los ejemplos de osciladores a cristal

La

Tabla 4.2 resume las características obtenidas de los ejemplos simulados de osciladores de cristal de cuarzo. La segunda columna Desp. (Hz) es el desplazamiento de la frecuencia de funcionamiento de la frecuencia resonante serie de cristal. Los mayores desplazamientos se dan en el Miller y Colpitts en modo fundamental, esto es esperado ya que estos osciladores son del tipo clasificados como osciladores en modo paralelo que operan entre las frecuencias de resonancia serie y paralela del cristal. El valor de la desviación es una función de la capacidad de carga y de las características del transistor. El tipo Pierce está clasificado entre aquellos que funcionan en modo resonante en serie, aunque tienen capacitores de acoplamiento en paralelo que funcionan como capacitores de carga de alto valor.

Los osciladores en sobretono Butler funcionan en la frecuencia de resonancia porque los inductores en paralelo están ajustados para que esto suceda.

La columna etiquetada Pushing (Hz/V) es el desplazamiento en la frecuencia del oscilador cuando la tensión de alimentación se incrementa desde 8,6 hasta 9,6 voltios. Los diseños bipolares tienen un mejor pushing que los FET. El peor desempeño en este sentido fue el oscilador Miller FET, este tipo de oscilador no se recomienda en ningún caso.

Tabla 4.2 Resumen de la performance simulada de osciladores a cristal.

Tipo	Desp. (Hz)	Pushing (Hz/V)	Circuito (Hz)	Q cargado	Pot. Cristal (μ W)	η (%)
Miller FET	+2869	+61	Falla	2130	240	21,2
Colpitts Bip	+3282	0	-99	14200	775	2,4
Colpitts FET	+3597	+14	-111	42000	123	3,3
Pierce Bip	+209	0	+1	52100	175	2,3
Pierce MMIC	+249	0	-12	39100	866	1,2
Pierce Inversor CMOS	+1457	0	-69	54600	194	12,6
Mesa Pierce Bip	+7450	-56	-373	4250	531	1,9
Colpitts ST Bip	+3010	+30	-340	~13000	326	2,8
Butler ST BC Bip	0	+66	Falla	22000	319	9,9
Butler ST CC Bip	0	-107	-3000	22000	200	3,0

La columna denominada Circuito (Hz) es el desplazamiento de frecuencia causados al aumentar en un 5% el valor de las reactancias de carga del cristal. Este desplazamiento de frecuencia es un indicativo importante del comportamiento del oscilador con el envejecimiento y los cambios de temperatura. Una variación de un 5% de las reactancias de carga puede llevar a que no oscile como sucede con oscilador Miller FET y el Butler BC en modo sobretono. Esto no significa necesariamente que el diseño no es adecuado para cualquier aplicación, pero probablemente sí indica que es necesario verificar o ajustar el valor de los componentes durante la producción. También hay que señalar que la comparación entre los tipos podría ser mas justa normalizando el desplazamiento con la frecuencia de operación. La frecuencias de funcionamiento de los osciladores en modo sobretono y del Pierce mesa invertida son 10 veces mayores que la del resto de los osciladores en fundamental. La columna Q cargado, muestra una de las características más importante del desempeño de los osciladores. Este valor es crítico en la performance de ruido de fase. Los osciladores Pierce son los que presentan los mejores valores.

La columna Pot. Cristal (μW) presenta la disipación del cristal con el oscilador ajustado para una salida aproximada de 3 dBm. En estos ejemplos la disipación más elevada la tienen los osciladores Colpitts bipolar en fundamental y el Pierce MMIC. La potencia de salida aumenta con el incremento de la corriente de polarización y la disminución en la resistencia colector-emisor o drenador-surtidor

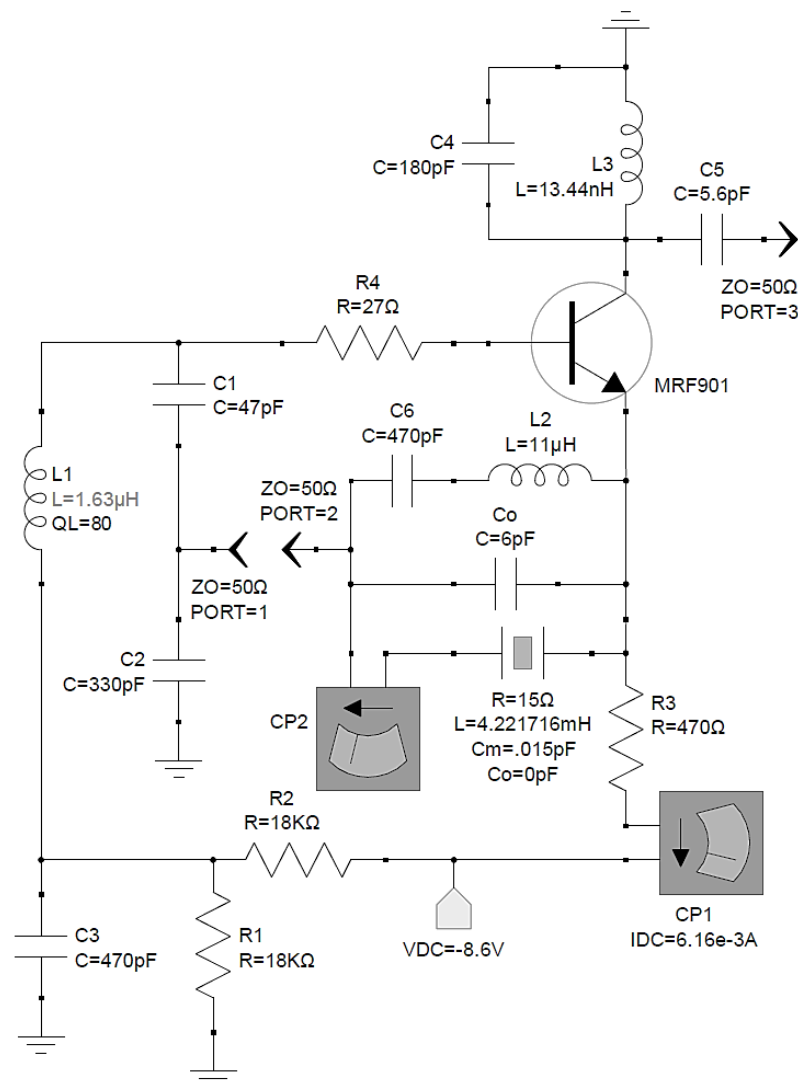


Fig. 4.36 Oscilador Butler CC con multiplicador X5 de frecuencia incorporado.

El aumento de la potencia de salida mejora la estabilidad a corto plazo (ruido de fase) pero aumenta la disipación de cristal, lo que empeora la estabilidad a largo plazo. Por lo tanto, una figura de mérito para los osciladores es la relación de la potencia de salida a la disipación de cristal. En este sentido, el Colpitts FET, Pierce bipolar, Pierce inversor CMOS, y Butler bipolar en sobretono son los preferidos.

La columna etiquetada η (%) muestra la relación entre la potencia de salida y la potencia tomada por el oscilador de la fuente de alimentación de CC. Esta es una característica importante para los dispositivos que funcionan con baterías. Pero, si el rendimiento es una característica crítica, se deberían analizar otras topologías no ejemplificadas aquí. En general los osciladores FET tienden a tener un mejor rendimiento.

La performance de estos osciladores resultado de un diseño específico, con elecciones arbitrarias para cada oscilador. Por ejemplo, la potencia de salida se podría haber tomado de otros nodos, se podrían haber aplicado otros circuitos de polarización, las resistencias en los circuitos colector-emisor o drenador-surtidor podrían haber sido reemplazadas por inductores para obtener una potencia de salida mayor. Además, la frecuencia de funcionamiento también influye en la elección para una aplicación dada. La Tabla 4.1 no debe interpretarse en forma literal, sino usarla solo como una guía de referencia para la selección de un oscilador, ya que se han analizado solo algunos pocos tipos de osciladores. Buenas elecciones son el Colpitts FET por su poca cantidad de componentes, y el Pierce bipolar y el inversor CMOS por el rendimiento y el Butler bipolar CC para los osciladores en sobretono.

4.5 Oscilador con multiplicador de frecuencia

La Fig. 4.36 muestra un oscilador Butler, con multiplicador de frecuencia X5 incorporado. El cristal del oscilador funciona en modo fundamental en 20 MHz, el quinto armónico de 100 MHz se extrae del colector usando un resonador paralelo para filtrar los armónicos no deseados. El cristal del oscilador Butler se puede usar en modo fundamental o en modo sobretono. En este caso para simplificar el ajuste de la frecuencia, el cristal funciona en modo fundamental. Para estabilizar el dispositivo, en vez de usar una perla de ferrite se usa una resistencia R_4 en serie con la base. El inductor L_2 cancela la capacidad estática a la frecuencia fundamental. El capacitor C_6 se puede quitar al cerrar el lazo.

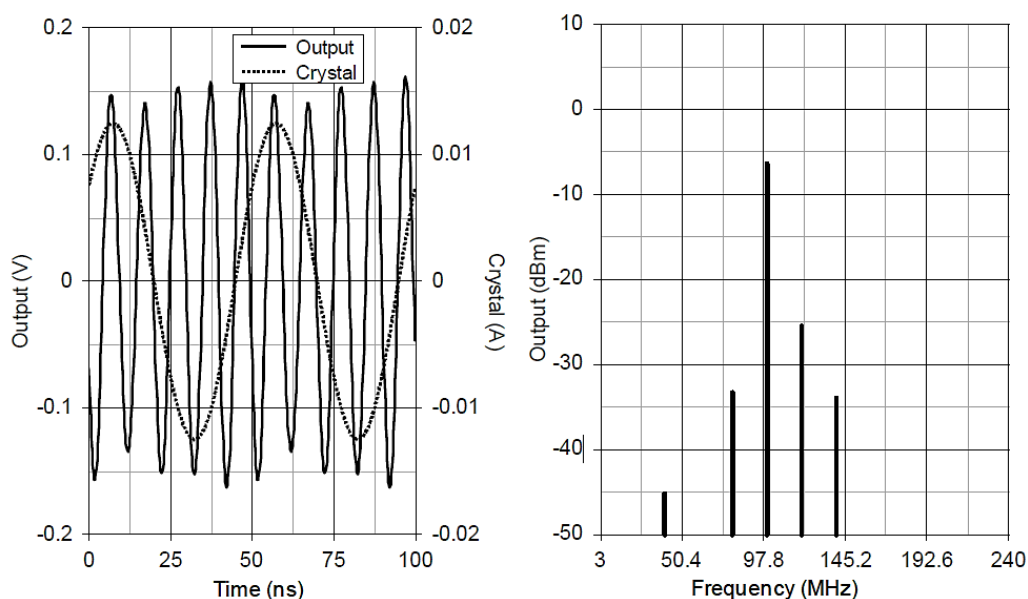


Fig. 4.37 A la izquierda se muestra la forma de onda de la salida simulada del oscilador con multiplicador. Sobrepuesta en línea de puntos esta la forma de onda de la corriente del cristal en modo fundamental. A la derecha el espectro de la onda de salida.

La corriente de colector de los circuitos osciladores CC es bastante impulsiva con un rico contenido en armónicos. El circuito sintonizado paralelo, L_3 y C_4 , resuena cerca de 100 MHz presentando una alta impedancia el quinto armónico de la corriente de colector. La carga de 50 ohm se toma a través de un pequeño capacitor C_5 que solo carga livianamente al resonador del colector, evitando una disminución importante del Q cargado y así su capacidad de filtrado. Un dispositivo con alta f_T y una buena ganancia en el pico de la corriente impulsiva mejora la potencia de salida.

A la izquierda en la Fig. 4.37 se muestra en línea continua la forma de onda de salida, y en línea de puntos la forma de onda de corriente de cristal. El filtro de salida es razonablemente eficaz por lo que la forma de onda es casi sinusoidal. La corriente de la rama movicional del cristal es una senoide de 20 MHz con un valor de pico de 12,5 mA. Por lo tanto la disipación del cristal es de 1,17 mW. El espectro de salida a la derecha en la Fig. 4.37 revela que la potencia de salida vale -6,4 dBm y los armónicos de 80 y 120 MHz valen -27 y -19 dBc, respectivamente. Este circuito oscilador facilita el pulling (ajuste o modulación) de la alta frecuencia de salida realizando el mismo en modo fundamental. Una alternativa a esta solución es usar cristales mesa invertida.

4.6 Arranque de los osciladores a cristal

Los osciladores a cristal con un Q cargado elevado comienzan lentamente. El estado del arte de los osciladores a cristal con Q cargados de más de 100.000 puede necesitar un segundo o más para llegar a régimen. Cuando se utiliza la estabilización de la temperatura por horno, se alcanza la frecuencia de funcionamiento final después de un tiempo considerablemente más largo.

4.7 Resonadores de onda acústica superficial

El resonador de onda acústica superficial (SAW) utiliza una onda acústica que viaja sobre la superficie de un sustrato elástico de material piezoeléctrico, tales como cuarzo, niobato de litio, tantalita de litio, lantano silicato de galio, y otros. El cuarzo normalmente se usa para resonadores de alto Q y filtros de ancho de banda angosto, donde la estabilidad de temperatura es importante. En cambio el niobato y la tantalita de litio normalmente se usan para filtros de banda ancha por su elevado efecto piezoeléctrico, atenuando en algo la importante pérdida de inserción de estos filtros. Los resonadores SAW de cuarzo destinados a osciladores normalmente usan el corte Y. La amplitud de la onda acústica decae exponencialmente con la profundidad. Para la deposición de las estructuras conductivas del transductor interdigital (IDT) sobre la superficie del sustrato se aplican técnicas litográficas. Se usan diversas geometrías para la implementación de filtros y resonadores SAW. Existen de uno y de dos puertos como se ilustra en la Fig. 4.38.

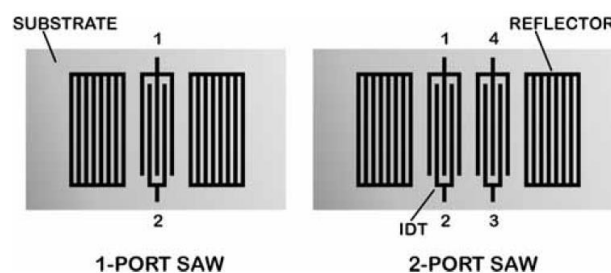


Fig. 4.38 Geometrías básicas usadas en resonadores SAW. Un puerto a la izquierda y dos puertos a la derecha.

Una señal aplicada al IDT produce tensión en la superficie del sustrato generando ondas acústicas que se propagan desde el IDT. Cuando la frecuencia de la señal es igual V_s/p , donde V_s es la velocidad de propagación en la superficie y p es el paso interdigital, las ondas generadas por cada dedo están en fase. Esto implica resonancia. Los reflectores ayudan a confinar la energía en el sustrato.

La frecuencia inferior del rango práctico de aplicación se define por el máximo tamaño del sustrato, y el límite superior de frecuencia se define por la resolución más fina que es posible realizar en la trama del IDT. Los resonadores SAW se aplican en la gama de frecuencias de 10 a 2500 MHz, siendo más comunes en el intervalo de 300 a 1000 MHz. Los resonadores SAW tienen un Q descargado y una estabilidad menor que las especificadas para los resonadores de cuarzo BAW. La estabilidad y el Q descargado de los SAW son superiores a la de los resonadores L - C y la frecuencia de funcionamiento es mayor que la de los resonadores de cristal de cuarzo convencionales. Los resonadores SAW pueden disipar de forma segura una potencia mayor que los resonadores BAW. Los valores típicos especificados de máxima potencia que puede disipar un resonador SAW económico está entre 0 y 10 dBm.

4.7.1 Modelos de resonadores SAW

La Fig. 4.39 muestra en la parte superior un modelo de 1 puerto, en el centro un modelo de dos puertos con 0° de desfasaje y abajo otro de 2 puertos con 180° de desfasaje. El modelo de 1 puerto es similar al del cristal de cuarzo BAW con el agregado de dos capacitores C_s que representan la capacidad parásita a tierra de los IDT y los terminales de conexión. Los resonadores SAW de 2 puertos están disponibles en dos formas, ya sea con 0° o 180° de desfasaje resonancia, dependiendo de que dedos del IDT se conectan a tierra y cuales a los puertos.

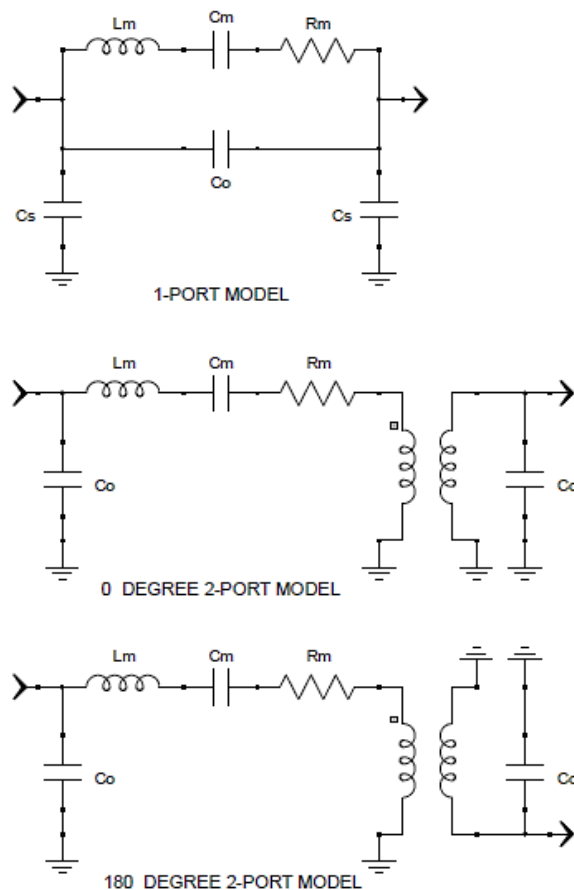


Fig. 4.39 Arriba, resonador SAW de 1 puerto, en el medio un resonador de 2 puertos con 0° de desfasaje, y abajo otro de 2 puertos con 180° de desfasaje.

En la tabla Tabla 4.3 se dan valores típicos para los parámetros de los modelos de resonadores de RF SAW fabricados por Monolithics. Los valores de la resistencia movicional son significativamente menores en los resonadores de 1 puerto, pero la inductancia movicional correspondiente también es menor por lo que los Q sin carga son similares.

Para un diseño de resonador dado, el Q descargado tiende a disminuir con el aumento de la frecuencia. Estos resonadores tienen una Q descargado de 12.000 a 300 MHz cayendo a 6000 a 1000 MHz, con la excepción del RO2071-2 que tiene un Q descargado de 18.000 a 980 MHz.

Tabla 4.3 Parámetros típicos de modelos de resonadores de cuarzo SAW para RF fabricados por Monolithics.

Modelo	Desfasaje	f (MHz)	Rm (ohm)	Lm (μH)	Cm (fF)	C0 (pF)	Cs (pF)
Un puerto							
RO2073	0°	315,00	19	127,667	1,99943	2,6	0,5
RO2101	0°	433,92	18	86,0075	1,56417	2,0	0,5
RO3164	0°	868,35	11	11,0	3	1,9	0,5
RO2071-2	0°	980,00	12	35,0	0,76	2,5	0,5
Dos Puertos							
RP1239	180°	315,00	84	758,027	0,336771	2,2	
RP1308	180°	433,92	107	481,378	0,279470	1,7	
RP1104	180°	824,25	182	248,091	0,150284	1,5	
RP1094	180°	915,00	166	191,3434	0,158119	1,4	

4.7.2 Estabilidad en frecuencia de los resonadores SAW

La exactitud y la estabilidad con los cambios de temperatura de un resonador de cuarzo SAW son aproximadamente un orden de magnitud peor que los resonadores de cuarzo BAW. Sin embargo, la exactitud y el Q descargado de los resonadores SAW son dos órdenes de magnitud mejor que los resonadores L - C . La exactitud de la frecuencia inicial a 25°C de los resonadores de cuarzo SAW de bajo costo está típicamente en el rango de ± 200 ppm. Se puede usar una reactancia en serie para ajustar la frecuencia inicial. La tasa de envejecimiento típica especificada es <10 ppm/año. En la Fig. 4.40 se muestra el cambio en la frecuencia de resonancia versus la temperatura de funcionamiento respecto a una temperatura T_0 , que depende del corte y del diseño que normalmente es de 25°C, aunque hay SAW con T_0 mayores para uso en osciladores en hornos con temperatura controlada.

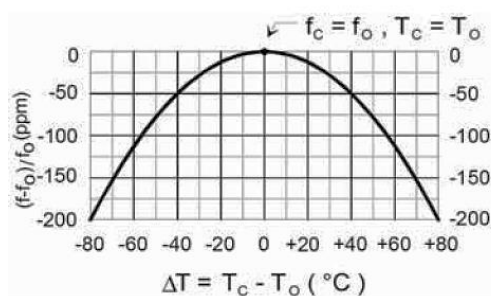


Fig. 4.40 Curva de variación de la frecuencia con el cambio de temperatura para resonadores SAW de RF fabricados por Monolithics.

La frecuencia de funcionamiento versus la temperatura esta dada por

$$f = f_0[1 - FTC(T_0 - T_c)^2] \quad (6)$$

donde el coeficiente de temperatura, FTC, vale 0,037 para los resonadores de la Tabla 4.3. Además T_0 tiene una tolerancia. Se puede especificar con una tolerancia de $\pm 10^\circ\text{C}$, pero para evitar los costos de verificación en producción se especifica en $\pm 15^\circ\text{C}$.

4.8 Osciladores SAW

Al igual que con los ejemplos de oscilador de cristal de cuarzo tipo BAW, los mismos se presentan a lazo abierto para ilustrar donde es conveniente abrir el lazo para el análisis. La tensión de alimentación es de 8,6 voltios. La corriente medida por el amperímetro CP_I es la corriente de reposo de CC de lazo abierto antes de que comiencen las oscilaciones. Algunos capacitores de bloqueo se pueden eliminar cuando se cierra el lazo. Una vez más, las impedancias de terminación elegidas de lazo abierto son de 50 ohm. Para aquellos casos en que resulte pobre la adaptación a la impedancia de referencia, cualquiera sea esta la elegida, se aplica la corrección de Randall/Hock. Se ejemplifican dos osciladores SAW de 1 puerto y uno de 2 puertos. Se usan dispositivos de Monolithics de 315 MHz. La resistencia movicional del modelo SAW de 1 puerto es de 20 ohm, la capacidad movicional es de 2 fF y la capacidad estática es 2,6 pF. La inductancia movicional se ajusta a la frecuencia de resonancia serie de funcionamiento deseada. El Q cargado es de 12.600. La resistencia movicional del modelo de 2 puertos con desfase de 180° vale 84 ohmios, la capacidad movicional es de 0,34 fF y la capacidad paralela estática 2,2 pF. El Q descargado vale 17.700.

La frecuencia de resonancia en paralelo de estos SAW está a sólo 121 kHz por encima de la frecuencia de resonancia serie. En los osciladores de cristal BAW, es frecuente el uso de un inductor para cancelar la capacidad estática, pero es poco común en los osciladores SAW. Por lo tanto en los siguientes ejemplos no se utiliza. Como dispositivo activo se usa el transistor bipolar MRF901 el cual posee una f_T de 4 GHz, alta ganancia y bajo ruido. En la simulación se emplea un modelo SPICE Motorola.

4.8.1 Oscilador Colpitts bipolar con SAW de 1 puerto

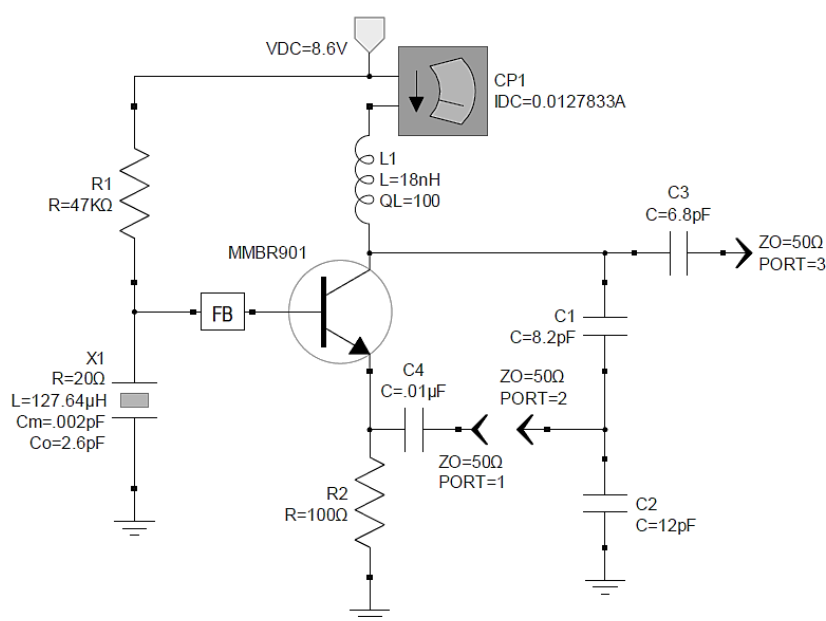


Fig. 4.41 Oscilador Colpitts bipolar con SAW de 1 puerto

La Fig. 4.41 muestra un oscilador Colpitts bipolar con un resonador SAW de 1 puerto. La topología BC del amplificador posee baja impedancia de entrada y alta impedancia de salida. El fabricante del SAW ha publicado notas de aplicación con este simple circuito que se ha vuelto popular para abre puertas inalámbricos.

La derivación capacitiva tomada entre C_1 y C_2 adapta la alta impedancia del colector a la baja impedancia del emisor. En resonancia la base queda puesta a tierra a través de la resistencia movicional del resonador SAW. Fuera de la resonancia la impedancia del SAW es elevada, reduciendo la ganancia de lazo. Una perla de ferrite estabiliza la configuración BC del amplificador. La adaptación de la cascada del lazo abierto es bastante pobre por lo que se hace necesario aplicar la corrección de Randall/Hock. El Q cargado de este circuito es aproximadamente 6.000, pero depende mucho de la sintonía del circuito tanque del colector.

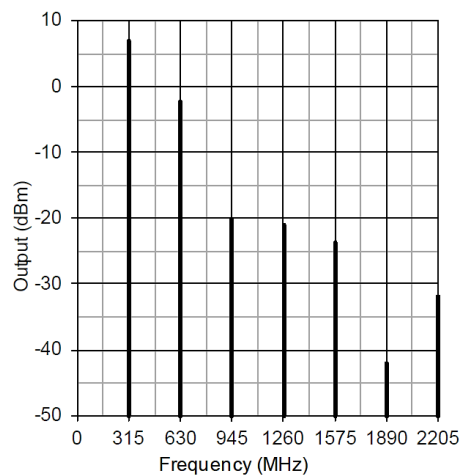


Fig. 4.42 Espectro de salida simulado de un oscilador bipolar BC Colpitts de 315 MHz con SAW de 1 puerto.

La potencia se extrae a través de un capacitor de acoplamiento en el colector. Se podría conectar una antena a este nodo, o el inductor L_1 podría ser el lazo de una antena. La potencia también se puede extraer del nodo común a C_1 y C_2 .

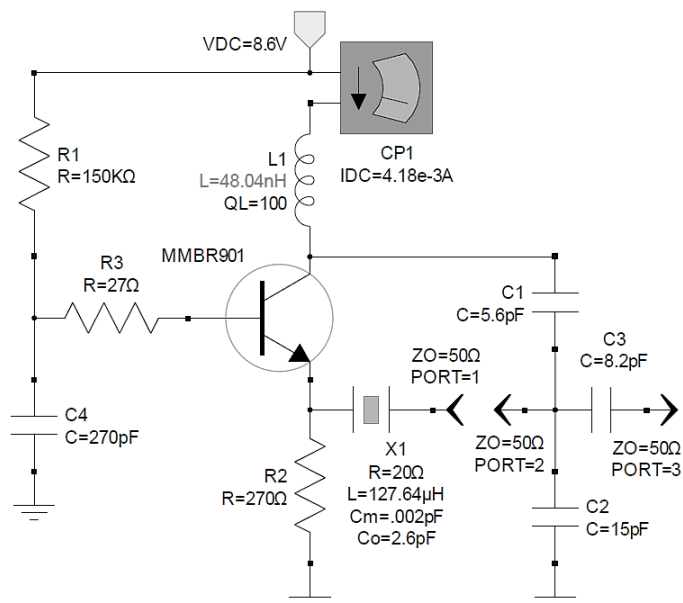


Fig. 4.43 Oscilador bipolar BC Butler con resonador SAW de 1 puerto.

El espectro de salida simulado se muestra en la Fig. 4.42. La potencia de salida es aproximadamente 7 dBm. Debido a que la energía se extrae del circuito resonante tanque de colector la performance armónica es buena. La disipación del SAW es 930 μ W.

4.8.2 Oscilador bipolar Butler con SAW de 1 puerto

La Fig. 4.43 muestra un oscilador bipolar BC Butler con un resonador SAW de 1 puerto. Igual que con el oscilador Colpitts SAW anterior, el circuito tanque adapta la alta impedancia de colector a la baja impedancia del emisor. El lazo se cierra a través de la resonancia serie del SAW. En este ejemplo, la frecuencia se establece en 315 MHz y el valor del inductor L_I se optimizó en la simulación de balance armónico. En este circuito para estabilizar el amplificador, se usa una resistencia R_3 en vez de una perla de ferrite.

La potencia de salida se extrae del nodo que une a C_I con C_2 . En la Fig. 4.44 se muestra el espectro de salida. La potencia de salida es de 10,4 dBm y la disipación del resonador SAW es de 1,33 mW. El Q cargado del tanque de salida es mayor que en el ejemplo anterior por lo que la performance armónica es excelente, con el segundo armónico casi en -30 dBc. Sin embargo, el Q cargado de la cascada vale apenas 2460, el 19% del Q descargado del SAW. Con una resistencia movicional de sólo 20 ohm, solo se podría lograr un buen Q cargado si el emisor y la derivación capacitiva tuvieran una muy baja impedancia. Si la resistencia movicional del SAW fuera más elevada se podría aumentar el Q cargado.

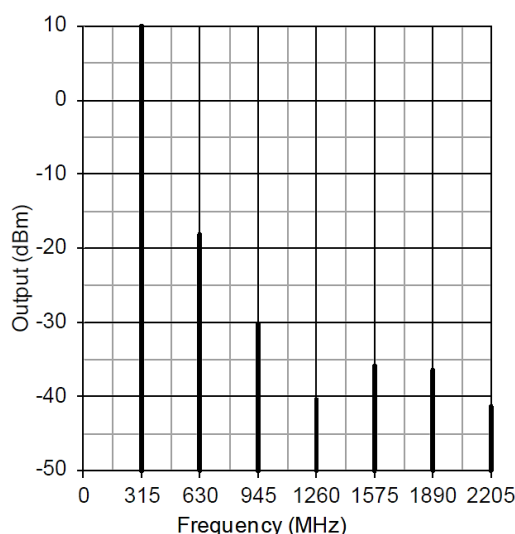


Fig. 4.44 Espectro de salida simulador de un oscilador bipolar BC Butler con resonador SAW.

4.8.3 Oscilador Pierce con SAW de 2 puertos y amplificador MMIC

En la Fig. 4.45 se muestra un oscilador Pierce con SAW de 2 puertos y amplificador MMIC. C_4 no es un meramente un capacitor de bloqueo, tiene una reactancia de 50 ohmios a 315 MHz. L_I y C_4 forman un filtro paso alto que provoca un adelanto de fase necesario para ajustar el cruce por cero en la pendiente máxima de fase. El MMIC es un amplificador MSA06 Avago Technologies o un MAR6 de Mini-Circuits realimentado resistivamente compuesto por un par de transistores Darlington en configuración EC. La resistencia R_I establece la corriente de CC para la polarización del MMIC en 16 mA, valor especificado por el fabricante.

El margen de ganancia de este circuito es algo elevado, aproximadamente 10 dB. Opcionalmente se puede agregar capacidades de acoplamiento en paralelo con C_I y C_2 lo que aumentaría el Q cargado reduciendo el

margen de ganancia. El Q cargado sin agregar estas capacidades vale 8540, 48% del Q descargado del SAW. El elevado Q cargado de este circuito y la salida de potencia de 10 dBm ofrece la mejor performance de ruido de fase de los tres circuitos de osciladores SAW dados como ejemplos. La disipación del resonador SAW es de aproximadamente 2 mW.

En la Fig. 4.46 se muestra el espectro de la salida simulada del oscilador Pierce con SAW de 2 puertos. La salida se toma directamente del colector del MMIC MSA06 a través de una reactancia capacitiva de aproximadamente 50 ohmios. La potencia de salida está apenas arriba de 10 dBm, pero el desempeño armónico es de solo -6 dBc.

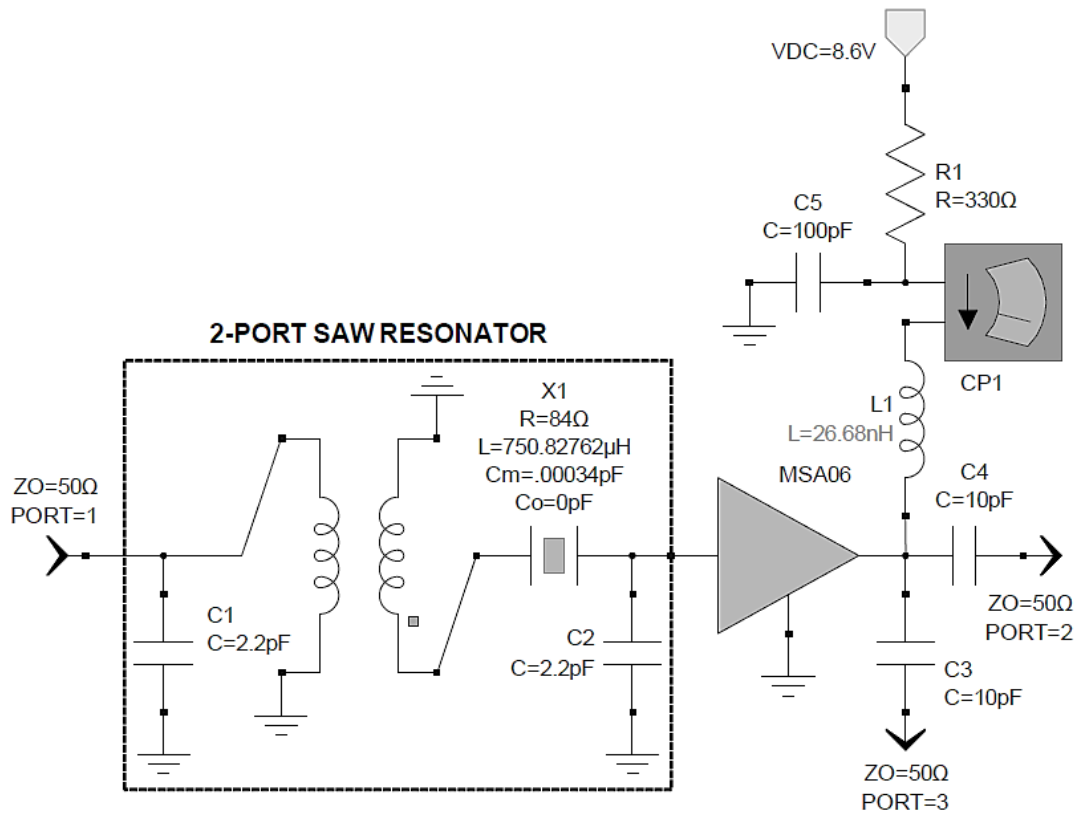


Fig. 4.45 Oscilador Pierce con resonador SAW de 2 puertos y amplificador MMIC.

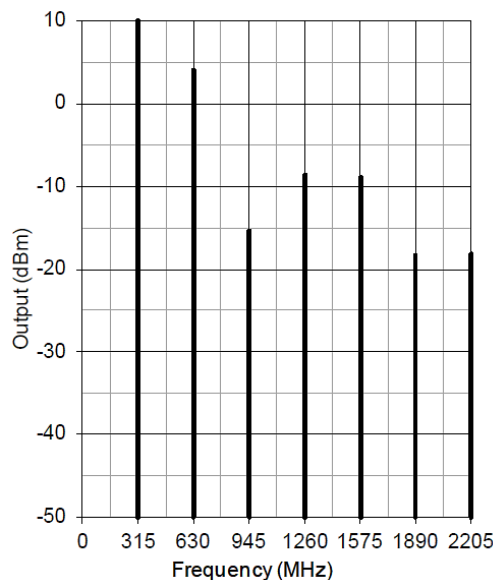


Fig. 4.46 Espectro de la salida simulada de un oscilador Pierce con SAW de 2 puertos y amplificador MMIC.

4.8.4 Resonadores cerámicos piezoeléctricos

Los resonadores que usan cerámicas piezoeléctricas ofrecen una opción intermedia entre los relativamente caros resonadores de cuarzo BAW y los económicos resonadores L - C que poseen poca estabilidad y bajo Q cargado. El titanato circonio de estaño es un material usado habitualmente para resonadores de cerámica. Los resonadores de cerámica se usan normalmente en la gama de frecuencia entre 0,4 a 60 MHz.

Los resonadores monolíticos de cerámica de sección múltiple se utilizaron inicialmente como filtros y discriminadores de FM en las frecuencias de 455 kHz y 10,7 MHz para los receptores de radio difusión. Actualmente es común el uso de resonadores de cerámica de un polo para reemplazar resonadores de cristal de cuarzo BAW en osciladores de microprocesadores cuando no es tan crítica la estabilidad. Son menos costosos, soportan mejor golpes y vibraciones, y puede funcionar a una frecuencia mayor que los cristales de cuarzo en modo fundamental. Se puede diseñar resonadores cerámicos que supriman la resonancia del modo fundamental, permitiendo su uso en sobretono sin la necesidad de un circuito tanque que desaliente las oscilaciones en fundamental. Los fabricantes de resonadores cerámicos publicitan que tienen un arranque muy rápido, pero esto sucede simplemente porque el Q cargado es menor que con los osciladores con resonadores de cristal de cuarzo.

4.9 Ejemplo transmisor para discapacitados auditivos

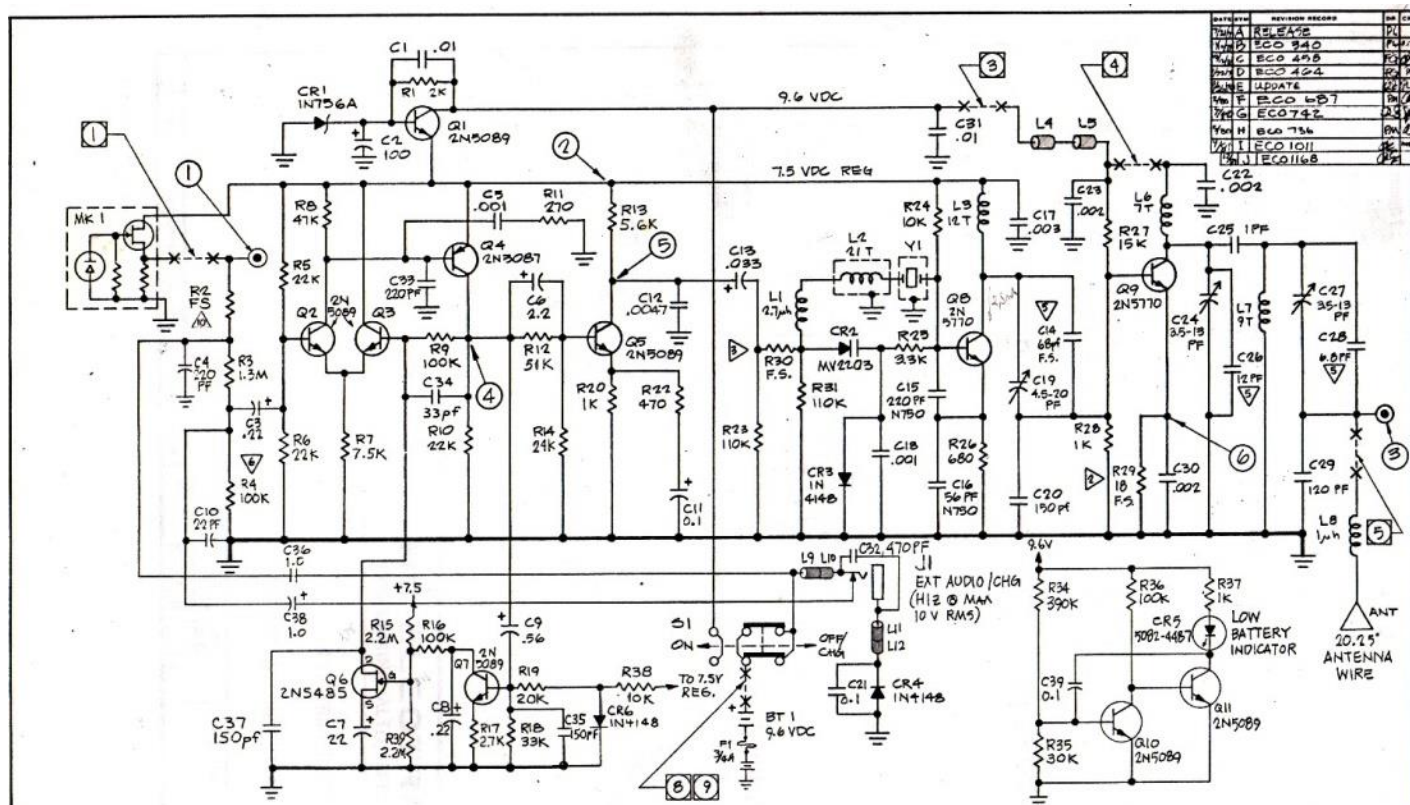


Fig. 4.47 Ejemplo: circuito del transmisor de FM de un equipo Phonic Ear para discapacitados auditivos, usa un Oscilador Colpitts CTXO para 3er armónico en 72 MHz, modulado por diodo varicap. Note el original control automático de nivel de modulación con un FET sin corriente de drenador

Bibliografía

[1] Randall W. Rhea, Discrete Oscillator Design, Artech, January 30, 2010.