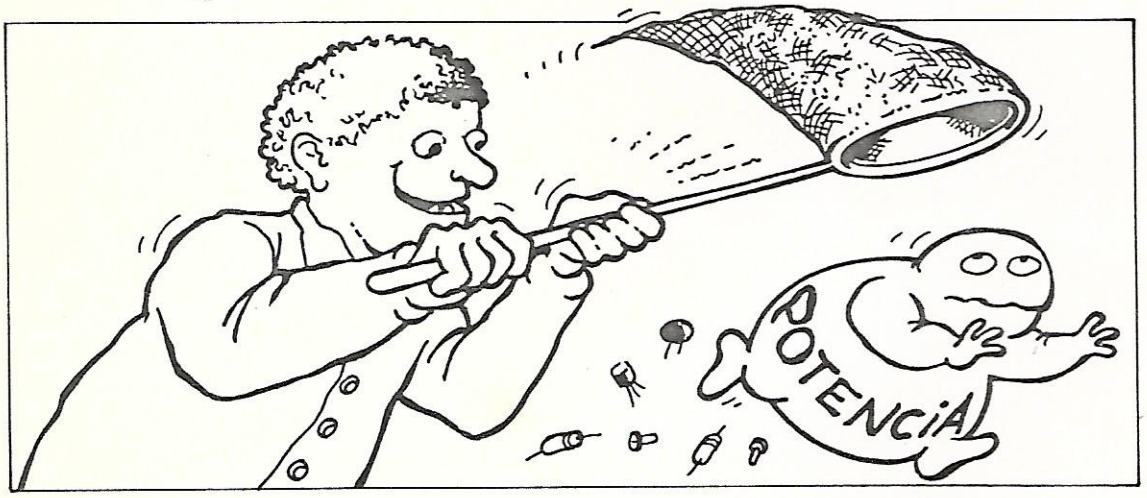
Quienes desean diseñar ellos mismos un transceptor a transistores, repararlo o modificarlo, necesitan especializarse en el campo de la alta frecuencia. Los artículos que vamos a presentar deberían servir a tal objeto, ya que os explicaremos todas las reglas y los pequeños trucos que no todos conocen.

COMO · OBTENER · MAYOR · POTENCIA · EN · SU · TRANSMISOR

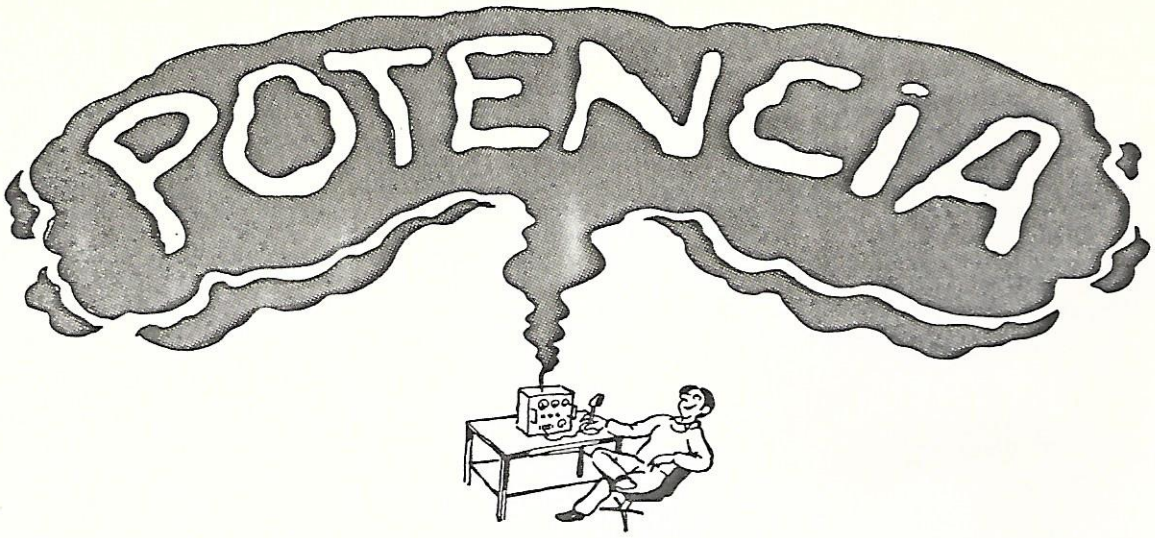


YA sabemos que la potencia entregada por un oscilador de AF es irrisoria. Por tanto, si se desea obtener un transmisor capaz de proporcionar en salida una potencia de 1-5-10-30-60 o más wat., es necesario tomar esta débil señal del oscilador AF y amplificarlo con los oportunos pasos de potencia.

Obviamente, todo ello debe hacerse con conocimiento de causa, tratando de respetar dos reglas fundamentales:

1. Reducir al mínimo las pérdidas de AF debidas al acoplamiento de dos pasos, de manera que se obtenga la máxima transferencia de energía.
2. Utilizar, en los pasos amplificadores, transistores con una banda pasante adecuada y con una óptima ganancia en potencia.

Por lo que respecta al primer punto, la máxima transferencia de energía de un paso al sucesivo se puede obtener sólo **adaptando** per-



fectamente la impedancia de salida del paso controlador, esto es, del paso oscilador, con la impedancia de entrada del paso siguiente, es decir, del paso amplificador.

Sólo cuando la potencia que se quiere obtener del transmisor es irrisoria (inferior a 1 wat.) podemos pasar por alto estas impedancias y conectar entre sí los distintos pasos por vía capacitiva, sin que ello comporte problemas.

Si se desea efectuar un acoplamiento inductivo entre dos pasos, se puede, por ejemplo, conectar —como se ve en la fig. 1— la bobina link L2 del paso oscilador directamente a la base del transistor amplificador.

Si se desea, en cambio, efectuar un acoplamiento capacitivo, se puede conectar el colector del transistor oscilador a la base del transistor amplificador con un condensador cerámico de pequeña capacidad (ver fig. 2).

Por el contrario, para potencias superiores a 1 wat., el problema adquiere todo su peso. En efecto, sólo adaptando la impedancia se podrán alcanzar potencias elevadas con pocos pasos amplificadores de Af.

Señalaremos que en función de los pasos que se desea conectar entre sí, cambia el tipo de adaptador a utilizar, ya que distintas son las exigencias de cada caso.

Entre el paso oscilador y el primer transistor amplificador, por ejemplo, es aconsejable insertar el filtro representado en la fig. 3, es decir, un filtro con entrada de alta impedancia (la impedancia del link L2 situado en el paso oscilador puede asumir valores del orden de 30-50 ohm.) y salida de baja impedancia (la impedancia de base de un transistor amplificador puede variar de un mínimo de 10 ohm. a un máximo de 20 ohm.).

A propósito de este filtro, aunque no lo aconsejamos, se podría conectar el compensador C1 directamente en el colector del transistor, en lugar de en el link L2.

Aun así, en este caso hay que tener presente que la impedancia de colector de un paso oscilador puede variar, según el tipo de esquema utilizando, de un mínimo de 500 ohm. a un máximo de 1.500 ohm. Por tanto habrá que adecuar a estos valores también los valores de nuestro adaptador. En cambio para acoplar entre sí dos pasos preamplificadores AF, la solución más recomendable es la representada en la fig. 4, que no difiere demasiado de la anterior ya que también en este caso es necesario adaptar una alta impedancia a una baja impedancia.

Finalmente, para conectar un paso amplificador al cable coaxial de la antena, cuya impedancia característica es normalmente de 52 ohm., tendremos que utilizar un adaptador con entrada de baja impedancia y salida de alta impedancia, como se ve en la figs. 20-21-22.

De todos estos adaptadores podremos elegir en cada caso aquél que más nos agrade, ya que más o menos son iguales en cuanto a rendimiento. La única diferencia consiste en el hecho de que cada adaptador se calculará utilizando las fórmulas reproducidas con cada esquema, fórmulas que nos darán obviamente distintos valores de capacidad para los compensadores y distinto número de espiras para las bobinas de sintonía.

Pasando al segundo de los dos puntos que mencionábamos al principio, es decir, la **ganancia** de los **transistores amplificadores de AF**, os recordamos que en las características de los transistores se indica siempre un dato muy útil, el **Gpe**= ganancia en potencia expresada en dB.

Este Gpe es de gran importancia para el diseñador, ya que partiendo del valor indicado

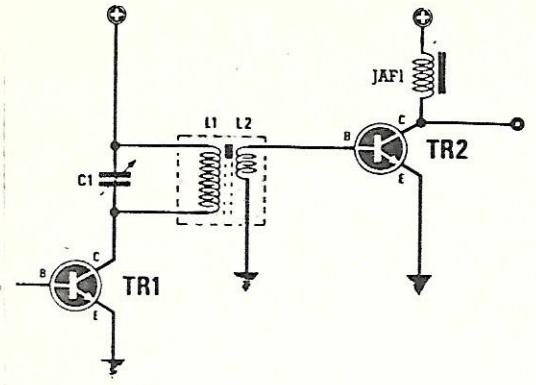


Figura 1
Para acoplar un paso oscilador a un paso preamplificador AF podemos conectar directamente la bobina link L2 a la base del transistor. Haciéndolo así, sin embargo, no obtendremos la máxima transferencia de energía de un paso al otro.

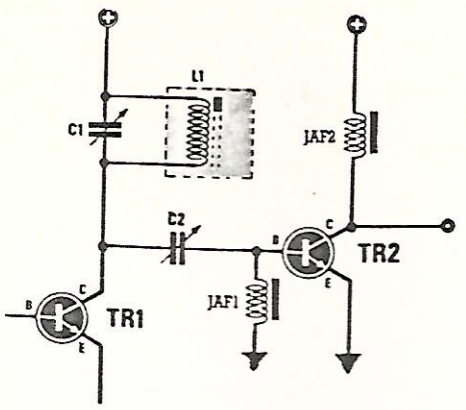


Figura 2
En vez de efectuar un acoplamiento inductivo como el de la fig. 1, lo podríamos realizar capacitivo conectando el colector del oscilador a la base del transitor preamplificador mediante un compensador de 10/60 pF.

y ayudándose con la tabla n.° 1, se puede calcular inmediatamente no sólo la potencia obtenible en salida del transistor, sino también la potencia máxima que es necesario aplicar en entrada.

Por ejemplo, si tenemos un transistor de 3 wat. con una ganancia de 6 dB, para obtener en salida tal potencia tendríamos que excitarlo con una potencia máxima de:
3 x 0,25 = 0,75 wat.

Aplicando en la base una señal de potencia más elevada, por ejemplo una señal de 1 wat., en salida se obtendrá una potencia teórica de:
1 x 3,98 = 3,98 wat.;
es decir, una potencia superior a la declarada por la casa fabricante y ello es sin duda arriesgado para la vida del transistor.

En tales condiciones es mejor, pues, emplear una transistor de 5 wat. con idéntica ganancia, ya que también hay que tener en cuenta un detalle muy importante: que en la fase de ajuste es fácil que cualquier paso autoscile y si el transistor ha sido calculado al límite, con estas oscilaciones se averiará inmediatamente.

En cambio, si de un transistor tomamos una potencia menor respecto a la declarada por la casa fabricante, incluso en presencia de autoscilaciones, su corriente de colector, aunque aumente notablemente, se mantendrá dentro de los límites máximos admisibles y será difícil que el transistor se averíe.

La escala de las potencias

Como ya hemos mencionado en el apartado anterior, el paso más importante de un transmisor es sin duda el oscilador. En efecto, conociendo la potencia de éste, podremos establecer de inmediato cuantos pasos amplificadores son necesarios para obtener la potencia deseada en antena. Suponiendo, por ejemplo, que tenemos un oscilador que entrega una señal AF con una potencia de 0,02 wat. y deseando realizar con éste un transmisor de 35-40 wat., os mostraremos cómo se determina el número de pasos amplificadores que es necesario emplear, obviamente suponiendo que conocemos la ganancia en potencia (Gpe) de los transistores a nuestra disposición.

Supongamos, por ejemplo, que el primero de los transistores tenga una ganancia de 11 dB (igual a un aumento de potencia de 12,59 veces) y que la potencia máxima recomendada es de 0,8 wat.

De este primer paso obtendremos por tanto una potencia teórica de:
0,02 x 12,59 = 0,25 wat.;
esto es, un valor muy por debajo de la potencia máxima del transistor mismo.

El segundo transistor que deseamos emplear está garantizado para 1,5 wat. máximos, con una ganancia de 7,94 veces. Así pues, teóricamente, insertándolo en cascada al primer paso amplificador AF, obtendremos una potencia de:
0,25 x 7,94 = 1,98 wat.

Como se ve, la potencia máxima de 1,5 wat. resultaría en este caso ampliamente superada. Por consiguiente es mejor no utilizar tal transistor en nuestro diseño y sustituirlo por uno de 2,5-3 wat. pero dotado de la misma ganancia en potencia.

El tercer transistor a utilizar en este hipotéti-

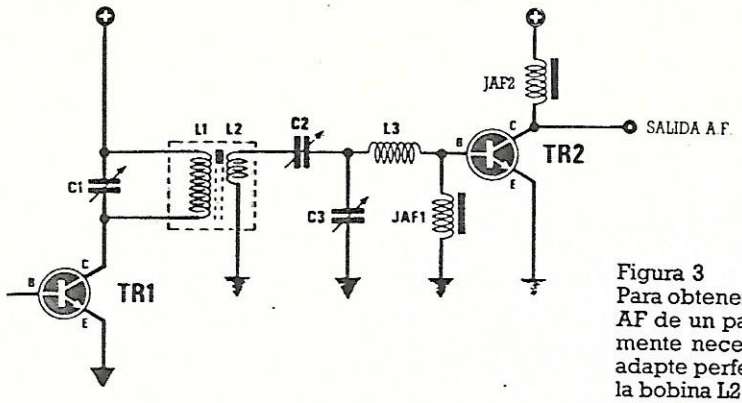


Figura 3
Para obtener la máxima transferencia de AF de un paso al sucesivo, es absolutamente necesario emplear un filtro que adapte perfectamente la impedancia de la bobina L2 con la impedancia de entrada del paso preamplificador.

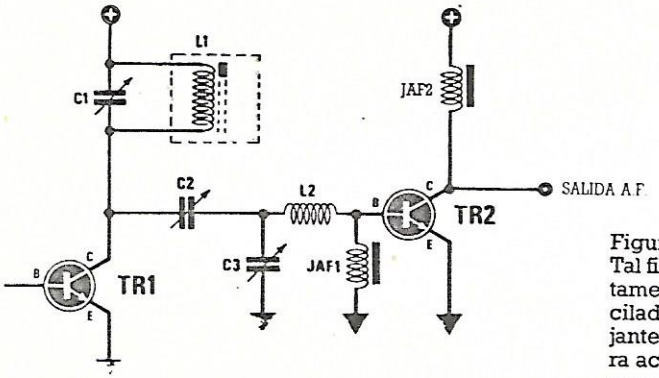


Figura 4
Tal filtro se podría incluso conectar directamente en el colector del transistor oscilador, como se ve en el dibujo. Semejante circuito resulta más adecuado para acoplar dos pasos amplificadores AF que para acoplar un oscilador a un paso preamplificador.

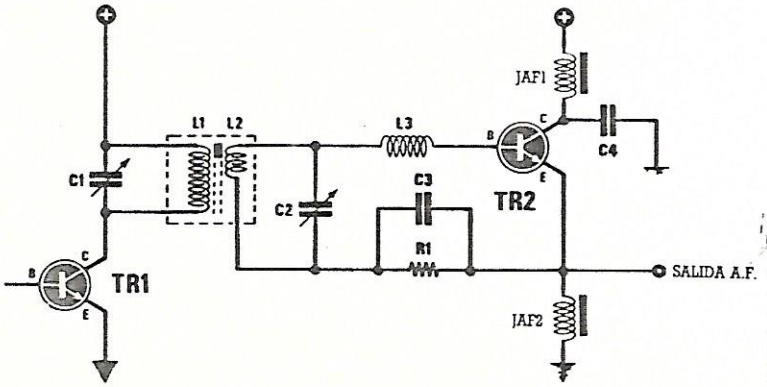


Figura 5
Un sistema de acoplamiento que nosotros hemos utilizado para la banda de 27 MHz, para acoplar un paso oscilador a un paso preamplificador con salida de emisor, en lugar de colector.

TABLA N.° 1

Ganancia en dB	Ganancia en potencia	Máx. potencia en entrada
3	1,99	X 0,50
4	2,51	X 0,43
5	3,16	X 0,31
6	3,98	X 0,25
7	5,00	X 0,19
8	6,31	X 0,16
9	7,94	X 0,13
10	10,00	X 0,10
11	12,59	X 0,07
12	15,87	X 0,06
13	19,95	X 0,05
14	25,12	X 0,04
15	31,62	X 0,03

co transmisor, es de 15 wat. con una ganancia de 8 dB, igual a un aumento de potencia de 6,31 veces. Efectuando el mismo cálculo, obtendremos:

1,98 x 6,31 = 11,9 wat.

Llegados a este punto, como cuarto y último transistor desearíamos emplear uno de 50 wat. con una ganancia de 5 dB, igual a un aumento de potencia de 3,16 veces. Efectuando los cálculos obtendremos:

11,9 x 3,16 = 37 wat.

Si en vez de utilizar un paso oscilador capaz de entregar una potencia de 0,02 wat., hubiésemos elegido uno de 0,08 wat., bastarían tres transistores para alcanzar la misma potencia de salida. En efecto:

1.° paso = 0,08 x 12,59 = 1 wat.
2.° paso = 1 x 7,94 = 7,94 wat.
3.° paso = 7,94 x 6,31 = 50 wat.
4.° paso = 50 x 3,16 = 158 wat.

Sin embargo en este caso habrá que rediseñar todo el transmisor, porque en el segundo paso ya no sería suficiente un transistor de 3 wat., sino que necesitaríamos uno de 10 wat. al menos. Así mismo, como tercer paso tendríamos que emplear un transistor siempre de 50 wat. pero con una ganancia del orden de 7 dB, a fin de no superar los 35-40 wat. de potencia de salida que nos habíamos propuesto en un principio.

En efecto, una ganancia de 7 dB corresponde a un aumento en potencia de 5 veces, por tanto al efectuar de nuevo el cálculo para el paso, se obtiene:

7,94 x 5 = 39,4 wat.

En otras palabras, aumentando la potencia de nuestro oscilador, con sólo 3 pasos conseguimos una potencia incluso superior a la obtenida con 4 pasos amplificadores AF.

También podría surgir el problema inverso, es decir, disponer de un oscilador que tenga una potencia de 0,08 Wat. y, por particulares exigencias, desear un transmisor que no supere los 15-20 wat. máximos de potencia.

Obviamente tal problema podría resolverse utilizando sólo dos transistores con una ganancia inferior respecto a los del ejemplo. Pero suponiendo que se desea emplear precisamente éstos porque son los únicos de que se dispone, la única vía a seguir consiste en conectar directamente la salida link del oscilador a la base del primer transistor preamplificador de AF, sin adaptación de impedancia.

Al hacerlo así, a la base de tal transistor no llegarán ya los 0,08 wat., sino una potencia mucho menor, por ejemplo 0,03 wat. Así pues, rehaciendo el cálculo obtendremos:

1.° paso = 0,03 x 12,59 = 0,37 wat.
2.° paso = 0,37 x 7,94 = 2,9 wat.
3.° paso = 2,9 x 6,31 = 18 wat.

Pasando del cálculo teórico a la realización práctica, se obtendrán siempre pequeñas diferencias. Así, en lugar de **18 wat.** podríamos obtener sólo **15-16 wat.**, pero ello es lógico por cuanto en el cálculo mismo deberían tenerse en cuenta las pérdidas de AF causadas por el circuito impreso o por una incorrecta adaptación de impedancia, valores estos siempre difíciles de cuantificar sobre el papel.

En general, las pérdidas de AF se pueden evaluar en un 30 por 100 de la potencia efectiva. Sin embargo, si el circuito impreso no se realiza a la perfección y no es de fibra de vidrio, las pérdidas pueden llegar al 50 por 100.

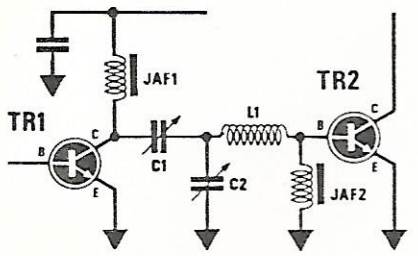


Figura 6
Para acoplar dos pasos amplificadores AF, el esquema más válido consiste en utilizar este filtro. En la fig. 18 y en la 19 hallaréis todas las fórmulas para calcular los valores de los compensadores y de las bobinas.

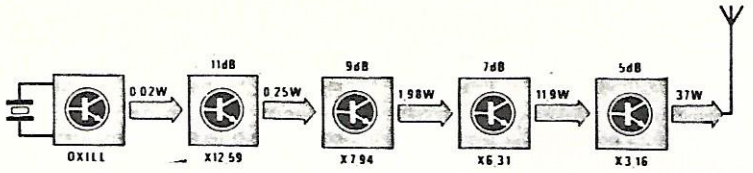


Figura 7
Si la potencia AF entregada por el paso oscilador es irrisoria, se necesitarán más paso amplificadores AF para alcanzar la potencia deseada. Conociendo el Gpe expresado en dB de cada transistor amplificador, podremos calcular la potencia que obtendremos en la salida de cada paso.

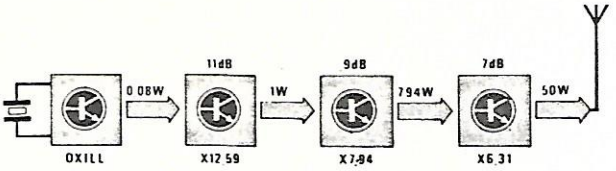


Figura 8
Utilizando un paso oscilador que entregue mayor potencia, necesitaremos menos pasos amplificadores para obtener en salida una potencia superior.

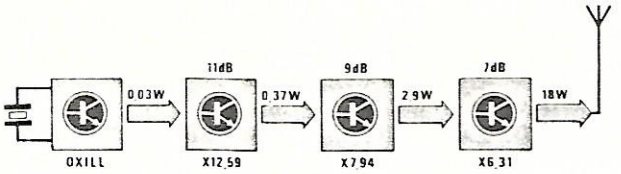


Figura 9
Al pasar del cálculo teórico a la realización práctica, es normal obtener en salida una potencia inferior en un 30 por 100 o incluso un 40 por 100, a causa de las pérdidas de AF.

Por consiguiente es muy normal que una vez realizado el transmisor obtengamos en salida una potencia inferior a la teórica.

Suponiendo, por ejemplo, que sumando todas las posibles pérdidas se llegue a un 30 por 100 (factor de multiplicación 0,7), he aquí que nuestro transmisor, que tenía que entregar 18 wat., entrega en realidad 12 wat. En efecto:
18 × 0,7 = 12,6 wat.

Si las pérdidas llegasen al 40 por 100 (factor de multiplicación 0,6), la potencia obtenida en salida sería aún inferior:
18 × 0,6 = 10,8 wat.

En la práctica, pues, la potencia efectiva que podremos obtener en salida de nuestro transmisor, variará según los casos de un mínimo de 10 a un máximo de 12-13 wat.

Errores de muchos principiantes

Nos ocurre a menudo que algún lector nos escribe diciendo que desea sustituir en su transmisor el transistor final de 5 wat. por uno de 40 wat. porque piensa que de ese modo puede obtener una mayor potencia de salida.

A ello responderemos que no basta con insertar una transistor de potencia mayor, ya que si la ganancia de ese transistor no es más elevada que la del anterior, en lugar de aumento obtendrá una disminución de la potencia.

Pongamos un ejemplo práctico.

Supongamos que tenemos un transmisor que entrega 5 wat. de potencia en antena y que queremos sustituir el transistor final por uno de 40

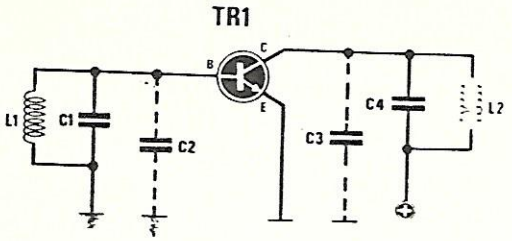


Figura 10
En los cálculos de las bobinas y capacidades de acoplamiento es necesario tener siempre presente que existe una capacidad interna del transistor (ver C2 y C3) tanto en la base como en el colector. Estos valores no son fijos, sino que varían al cambiar la frecuencia de trabajo, la tensión de alimentación y la potencia de salida.

wat. dotado de una ganancia de 7 dB, equivalente a un aumento en potencia de 5 veces.

Si el paso excitador de este transmisor entrega una potencia de 1 wat., aunque insertemos el nuevo transistor de 40 wat. siempre obtendremos en salida una potencia igual a:

1 × 5 = 5 wat.

Aun suponiendo que elegimos un transistor con una ganancia más elevada, por ejemplo 12 dB, equivalente a un aumento de 15,87 veces en potencia, siempre obtendremos en salida una potencia muy inferior a los 40 wat. En efecto:

1 × 15,87 = 15,87 wat.

En conclusión, para obtener el aumento de potencia deseado, en lugar de sustituir el transistor de 5 wat. presente en el transmisor por uno de 40 wat., tendremos que excitar este último con los 5 wat. entregados por el transmisor y en ese caso, suponiendo que la ganancia sea de 8 dB (igual a un aumento de 6,31 veces en potencia), en salida obtendremos:

5 × 6,31 = 31,55 wat.;

esto es, una potencia más que respetable.

Otros lectores, en vez de actuar sobre el paso final, sustituyen, por ejemplo, el primer transistor preamplificador poniendo uno de 3 wat. en lugar del utilizado hasta entonces, de 0,8 wat. Pero también para este caso sirve lo explicado anteriormente; es decir, si la ganancia de este nuevo transistor no es superior a la del anterior, la potencia en antena no sufrirá aumento alguno. Antes bien, es fácil que se obtenga una disminución de la potencia, ya que, en general, cuanto más aumenta la potencia a disipar por el transistor, menor resulta su ganancia en dB.

La única ventaja que se puede obtener sustituyendo un transistor de menor potencia por otro de potencia mayor, es pues la de aumentar el margen de seguridad de ese paso en caso de autoscilaciones.

Otro error en el que incurren a menudo los principiantes es el de introducir modificaciones en el circuito sin conocimiento de causa, fiándose únicamente de la indicación proporcionada por el watímetro o bien de la tensión medida con la sonda de carga.

Estos instrumentos, sin embargo, pueden «mentir» a veces. Por consiguiente quienes confíen ciegamente en sus indicaciones corren el riesgo de equivocarse.

Efectivamente, hay que tener en cuenta que cada paso amplificador, cuando amplifica una señal a una determinada frecuencia, amplifica también y crea él mismo frecuencias armónicas, esto es, frecuencias múltiplos de la fundamental, que si no son eliminadas con los adecuados filtros, acaban por dar lugar a una indicación errónea en el watímetro.

Por poner un ejemplo, si tenemos un paso final de 30 wat. en 100 MHz, en la salida del transmisor podríamos encontrar, además de la frecuencia fundamental, también los armónicos, con una repetición de potencia de este tipo:

30 wat. fundamental en 100 MHz
2 wat. 2.° armónico en 200 MHz
0,3 wat. 3.° armónico en 300 MHz
0,1 wat. 4.° armónico en 400 MHz
0,05 wat. 5.° armónico en 500 MHz
0,01 wat. 6.° armónico en 600 MHz

(**Nota:** las potencias reseñadas sólo tienen un valor indicativo, por cuanto es obvio que varían de un transmisor a otro, según los filtros utilizados.)

En tales condiciones, el watímetro no sólo medirá la potencia de la fundamental, sino la suma de la fundamental más todos los armónicos. Por consiguiente leeremos:

30 + 2 + 0,3 + 0,1 + 0,5 + 0,01 = 32,46 wat.

Pero en la práctica, aunque el instrumento indique una potencia de 32,46 wat., la potencia de la fundamental será siempre de 30 wat. ya que los restantes 2,46 wat. corresponden a frecuencias que además de no ser utilizadas, pueden crear interferencias con otros canales.

Si además algún paso autoscilase, el watímetro sumará a la señal de AF también esta nueva señal espúrea y esto podría inducirnos a pensar que hemos mejorado el funcionamiento del transmisor, cuando en realidad lo hemos empeorado notablemente.

Para no incurrir en estos errores, tened siempre presente una regla fundamental: un paso final nunca podrá entregar mayor potencia de la que él mismo consume del alimentador. Antes bien, teniendo en cuenta que en el mejor caso se puede obtener un rendimiento del 60

por 100, en el watímetro nunca se deberá leer una potencia superior al 60 por 100 de la que entrega el alimentador. En caso contrario, significa que las modificaciones introducidas no son válidas.

Por poner un ejemplo, si un transistor alimentado con 12 volt. consume una corriente de 3 amperios, equivalente, pues, a una potencia de:
12×3=36 wat.;
la potencia AF que este transistor podrá entregar en salida nunca superará los:
36×0,6=21,6 wat.

Por consiguiente, si el watímetro nos indica 40-42 wat., es obvio que ese paso autoscila en BF. En efecto, para poder entregar tal potencia, el transistor mismo debería consumir una corriente igual a:
(42:12):0,6=5,8 amperios.

Diseñar un paso amplificador de AF

Prosiguiendo nuestro artículo sobre transmisores a transistores, veremos ahora cómo proceder para diseñar y conectar entre sí unos pasos amplificadores de AF, para poder obtener en antena potencias del orden de decenas de wat. partiendo de una señal débil, como la generada por un oscilador AF.

Obviamente, para poder llevar esto a cabo necesitaremos unas cuantas fórmulas. Aún así, como dice el refrán, «del dicho al hecho hay mucho trecho», lo que en nuestro caso significa que los resultados obtenidos con estas fórmulas deben considerarse siempre como «aproximados» o como «punto de partida», ya que los datos reales que obtengamos una vez realizado el circuito, difícilmente coincidirán con aquéllos.

Para obtener resultados exactos deberíamos introducir en los cálculos parámetros muy aleatorios y difíciles de evaluar a priori. Dado que esto no es posible, siempre obtendremos pequeñas diferencias, más o menos elevadas, entre el cálculo teórico y la medida efectuada en la práctica.

Con todo esto no queremos en absoluto afirmar que los cálculos teóricos no sirvan para nada. Antes, bien, tienen una importancia fundamental, ya que nos indican aproximadamente cúal será el resultado final de nuestro trabajo, cosa que no podríamos establecer a priori por otros medios.

En otras palabras, realizando los cálculos sobre el papel antes de ponernos a la obra, tendremos una base de partida que nos será de gran utilidad para resolver nuestro problema, ya que es muy difícil calcular «a ojo» qué capacidad o inductancia debe insertarse en un determinado circuito de acoplamiento para conseguir que el transmisor trabaje en una determinada frecuencia con el máximo de potencia en salida.

Las capacidades internas de los transistores

Si con las fórmulas idóneas calculamos el valor de capacidad a poner en paralelo con una determinada bobina para hacerla oscilar por ejemplo en 27 MHz y la colocamos luego en la base o el colector de un transistor, muy a nuestro pesar nos daremos cuenta de que ésta se sintoniza con una frecuencia distinta a la prevista.

El motivo es muy sencillo. En efecto, en estos casos hay que tener siempre presente que en los transistores existe una capacidad interna base-emisor o colector-emisor (ver fig. 10) que añadiéndose a la capacidad externa, es capaz de alterar la frecuencia de sintonía.

Por ejemplo, suponiendo que el cálculo teórico efectuado sin tener en cuenta esta capacidad interna, nos da como resultado un valor de 100 pF a aplicar en paralelo con la bobina, si el transistor al que la conectamos dispone de una capacidad interna de 80 pF, en paralelo a la bobina deberemos aplicar sólo 20 pF (80+20=100 pF). De lo contrario obtendríamos una capacidad conjunta de 100+80=180 pF y ello llevaría a la bobina a sintonizar en una frecuencia mucho más baja respecto a la deseada.

Llegados a este punto, se podría pensar que para resolver el problema basta con buscar en un manual la capacidad interna del transistor utilizado e introducir tal valor en nuestros cálculos. Pero el problema no es tan sencillo como parece, ya que para un mismo transistor la capacidad interna varía en función de la frecuencia.

Por consiguiente, a 10 MHz esta capacidad puede resultar de 80 pF, a 30 MHz asumir en cambio un valor de 50 pF y a 100 MHz un valor de sólo 15 pF.

A tal capacidad —que en general podríamos averiguar en las hojas de características del transistor— tendremos que añadir además las capacidades parásitas introducidas por el circuito impreso, dato siempre difícil de evaluar con precisión. Y no acaba ahí la cosa, sino que en los cálculos tendremos que tomar en consideración también la capacidad de los condensadores. Ésta presenta siempre una notable tolerancia respecto al valor grabado en la envoltura, pero además varía, como en el caso del transistor, al variar la frecuencia de trabajo. Así, si un condensador presenta una capacidad de 101,83 pF a 10 MHz, haciéndolo trabajar en 100 MHz su capacidad podría resultar de, por ejemplo, 95,7 pF.

Así pues, el problema no tiene fácil solución, aunque no debemos desesperar, porque lo que

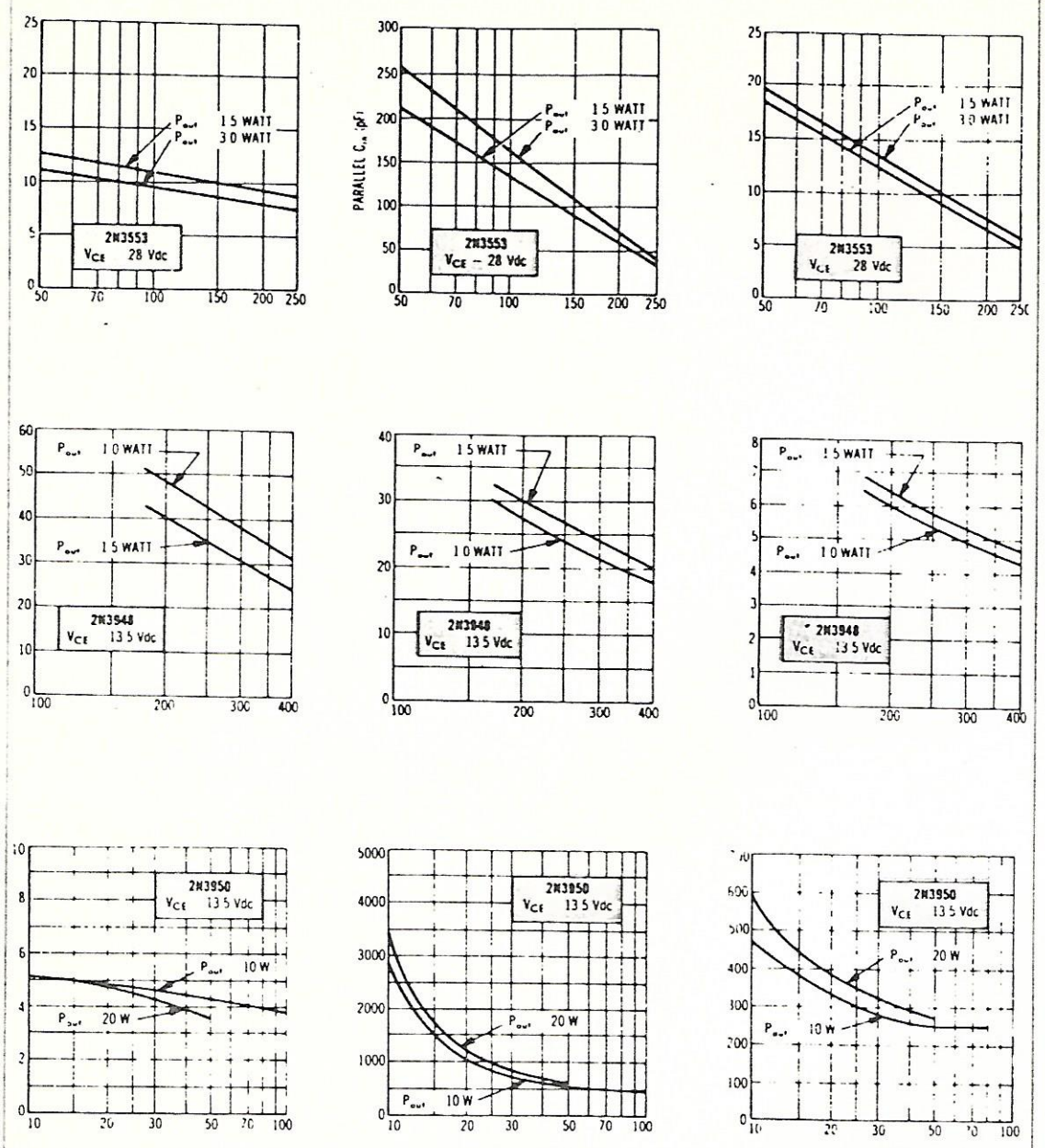


Figura 11
Para comprender como varían estas capacidades de base y de colector al variar la frecuencia de trabajo y la potencia entregada, reproducimos los gráficos de tres transistores. A la izquierda está representado el valor de la Resistencia de Base, en el Centro la Capacidad de la Base y a la derecha la Capacidad de colector.
El transistor 2N3553, trabajando con una potencia de 3 wat. y a 10 MHz, presenta una Capacidad de Base de 250 pF, que disminuirá a 100 pF si tal transistor trabaja en 150 MHz.
El transistor 2N3950, en la frecuencia de 10 MHz, presenta una Capacidad de Base de 3.000 pF, que descenderá a 500 pF aproximadamente trabajando en 50 MHz. La Capacidad de Colector de este mismo transistor, en 10 MHz, es del orden de 500-600 pF, para resultar de 300 pF a una frecuencia de 27-30 MHz.

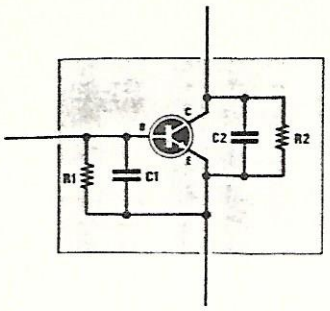


Figura 12
Los valores de Capacidad y Resistencia de Base y de Capacidad y Resistencia de Colector se dan casi siempre en configuración «paralelo». Dependiendo del tipo de acoplamiento utilizado, a veces es necesario convertir estos valores de «paralelo» a «serie» (ver fig. 13).

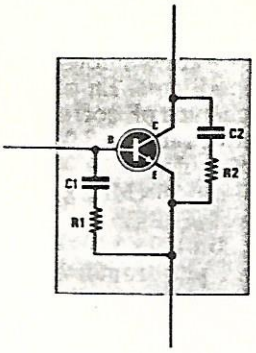


Figura 13
Esta conversión de «paralelo» a «serie» se ha tomado ya en consideración en las fórmulas indicadas en las figs. 14 a 22. Por consiguiente el lector, en sus cálculos, sólo tendrá que utilizar los valores de capacidad y resistencia en configuración «paralelo».

no se obtiene con la teoría solamente, se logrará luego en la fase práctica.

Lo realmente importante es saber que en un determinado amplificador de AF hay que insertar un condensador de 15 pF y no uno de 700-800 pF. Si luego, al realizar el circuito, nos damos cuenta de que éste se sintoniza en una frecuencia ligeramente más alta que la deseada, bastará aplicar en paralelo al primero un segundo condensador de 10-15 pF o bien, si el circuito se sintoniza en una frecuencia más baja, suprimir alguna espira de la bobina o sustituir el condensador por otro de capacidad inferior.

Si deseamos seguir una vía más sencilla, podríamos sustituir el condensador fijo por un compensador cerámico de 10/40 pF. En ese caso, girando el tornillo de regulación de que dispone, lograremos hallar en breve tiempo la exacta capacidad requerida en ese punto del circuito.

Además de la capacidad interna del transistor, existe también una «resistencia interna» que hay que introducir en los cálculos para no caer en errores triviales.

Como veréis cuando os expliquemos el procedimiento para acoplar la salida de un transistor a la base de un segundo transistor, o bien la salida de éste a la antena, tal capacidad y tal resistencia interna del transistor deberán ser consideradas, caso por caso, como acopladas en paralelo o conectadas en serie entre sí.

Normalmente, el valor de la resistencia en «ohm.» y el de capacidad en «pF» se representan en los manuales en configuración «paralelo». Por tanto, si necesitamos calcular respectivamente el valor de resistencia y de reactancia en configuración «serie», habrá que emplear las fórmulas que siguen.

De paralelo a serie

La primera de estas fórmulas nos permite calcular la **reactancia capacitiva** partiendo del valor en pF del hipotético condensador interno del transistor:

XC = 1.000.000 : (6,28 × MHz × pF);

donde **XC** es la reactancia del condensador y **pF** indica su capacidad.

La segunda fórmula nos permite en cambio calcular el valor de **resistencia** en configuración «serie», conociendo el valor de resistencia en configuración «paralelo» y el valor de XC. En efecto:

RS = R : [(R : XC)² + 1];

donde **RS** es precisamente el valor de la resistencia «serie» y **R** el de la resistencia «paralelo».

La tercera y última fórmula nos permite calcular el valor de la **reactancia** de un condensador en configuración «serie» conociendo el valor de R (resistencia paralelo), RS (resistencia serie) y XC (reactancia paralelo). En efecto:

XCS = R × (RS : XC)

Por ejemplo, si tenemos un transistor con una resistencia interna **«paralelo» de 15 ohm.** y una capacidad de **500 pF**, la reactancia capacitiva **XC**, haciendo trabajar al transistor en 100 MHz, resultaría igual a:

1.000.000 : (6,28 × 100 × 500) = 3,18 ohm.

Conociendo XC, podríamos obtener el valor de la resistencia equivalente «serie» con la segunda fórmula:

RS = 15 : [(15 : 3,18)² + 1] =
= 15 : (225 : 10,11) + 1 = 0,64 ohm.

En otras palabras, en la frecuencia de 100 MHz, con una resistencia paralelo de 15 ohm y una capacidad paralelo de 500 pF, la **resistencia equivalente «serie»** sería sólo de **0,64 ohm.**

Para calcular el valor de la reactancia «serie» de tal condensador, podríamos utilizar la tercera fórmula, obteniendo así:
XCS = 15 x 0,64 : 3,18 = 3,01 ohm.

Obviamente, existe también la inversa de las fórmulas precedentes. En efecto, si quisiéramos saber a cuántos pF corresponde una **reactancia capacitiva serie de 3,01 ohm,** podríamos utilizar esta fórmula:
pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x ohm.),
obteniendo así:
1.000.000 : (6,28 x 100 x 3,01) = 529 pF.

Si en cambio quisiéramos emplear el mismo transistor del ejemplo anterior para realizar un transmisor en 27 MHz, los valores de XC, RS y XCS serían los siguientes:
XC = 1.000.000 : (6,28 x 27 x 500) = 11,79
RS = 15 : [(15 : 11,79)² + 1] = 15 : 2,61 = 5,74
XCS = 15 x 5,74 : 11,79 = 7,30

Conociendo la reactancia «serie» XCS, podemos calcular también la capacidad «serie» expresada en pF. Así:
1.000.000 : (6,28 x 27 x 7,30) = 807 pF.

Como puede verse, mientras a 100 MHz la RS es igual a 0,64 ohm. y la capacidad serie a 529 pF, haciendo trabajar al mismo transistor en 27 MHz la RS resulta de 5,74 ohm. y la capacidad serie igual a 807 pF.

Microhenrios y reactancia bobina

Ya hemos visto cómo, partiendo de los pF, se puede calcular la reactancia XC de un condensador, o bien, partiendo de la reactancia, obtener los pF. Sin embargo, a veces es necesario efectuar este cálculo también para las bobinas; es decir, calcular la «reactancia» partiendo de los microhenrios o, viceversa, calcular los microhenrios conociendo la reactancia.

Para ello utilizaremos las siguientes fórmulas:
1.° **microhenrios = XL : (6,28 x MHz),**
donde XL es la reactancia expresada en ohm.
2.° **XL = microhenrios x 6,28 x MHz.**

Por tanto una bobina que tenga una inductancia de 15 microhenrios, en la frecuencia de 27 MHz, presentará una reactancia inductiva de:
15 x 6,28 x 27 = 2.543 ohm.

Viceversa, una bobina que en la frecuencia de 27 MHz presente una reactancia de 1.800 ohm, tendrá una inductancia de:
1.800 : (6,28 x 27) = 10,6 microhenrios.

De la teoría a la práctica

Digamos claramente que las mayores dificultades que el lector podrá encontrar al efectuar estos cálculos no se deberán tanto a la complejidad de las fórmulas cuanto al hecho de que difícilmente lograrán encontrar los datos necesarios, es decir, la resistencia y la capacidad de base y de colector de cada transistor.

TABLA N.° 2

Máx. potencia en Watt. Transistor	Resistencia base	Capacidad base	Capacidad colector
0,5 W	50 ohm	60 pF	20 pF
1 W	40 ohm	100 pF	35 pF
2 W	30 ohm	150 pF	50 pF
3 W	20 ohm	200 pF	80 pF
4 W	15 ohm	250 pF	100 pF
5 W	10 ohm	300 pF	120 pF
6 W	9 ohm	350 pF	150 pF
7 W	8 ohm	400 pF	180 pF
8 W	7 ohm	450 pF	200 pF
9 W	5 ohm	500 pF	220 pF
10 W	4 ohm	550 pF	250 pF
15 W	3 ohm	600 pF	280 pF
20 W	2,5 ohm	650 pF	300 pF
25 W	2 ohm	700 pF	320 pF
30 W	1,8 ohm	750 pF	350 pF
35 W	1,7 ohm	800 pF	400 pF
40 W	1,6 ohm	850 pF	450 pF
45 W	1,5 ohm	900 pF	500 pF
50 W	1,4 ohm	950 pF	550 pF
60 W	1,3 ohm	1.000 pF	600 pF
70 W	1,2 ohm	1.100 pF	650 pF
80 W	1,1 ohm	1.200 pF	700 pF
90 W	1 ohm	1.300 pF	800 pF
100 W	0,8 ohm	1.400 pF	900 pF

Al no disponer de los datos requeridos en las fórmulas —esto es, Resistencia y Capacidad de Base y Capacidad de Colector—, podréis tomarlos de esta tabla. Aunque estos valores no correspondan exactamente a los de vuestro transistor, los resultados que obtengáis serán más que válidos para un montaje práctico. En esta tabla falta el valor de la «Resistencia de Colector», que habrá que calcular como explicamos en el artículo.

Para ayudaros a solucionar este problema hemos preparado una tabla (ver tabla n.° 2) de la cual podréis obtener los datos necesarios.

Estos valores se han obtenido comparando las características de innumerables transistores y calculando luego el «valor medio» a igualdad de potencia y ganancia.

Os los proporcionamos con absoluta seguridad, ya que realizando comprobaciones hemos constatado que permiten obtener resultados

más que satisfactorios. Incluso a veces nos acercamos más a la realidad con estos valores que tratando de obtener los valores mismos en los manuales de las casas fabricantes.

De otro lado recordad que aun disponiendo de estos datos, siempre existirán otras «incógnitas», como las capacidades parásitas introducidas por el circuito impreso, por no hablar de la tolerancia de los distintos componentes. Por consiguiente los resultados que obtengáis deberán serviros siempre como punto de referencia y no considerarlos exactos al 100 por 100.

Ello es así porque las variables introducidas en los cálculos son siempre muy aleatorias y varían en función de varios factores.

Tomemos como ejemplo la resistencia «paralelo» de colector de un transistor. Pues bien, este valor no es nunca un número fijo, sino que varía en el mismo transistor en función tanto de la frecuencia de trabajo, cuanto de la tensión de alimentación.

Resistencia colector de un transistor

Este dato, cuando no se encuentra en los manuales, se puede obtener con la fórmula:
volt. x volt. : (wat. + wat.).

Por tanto en un transistor alimentado con 12 volt. que entrega en salida una potencia de 1 wat., la resistencia paralelo de colector será igual a:
12 x 12 : 2 = 72 ohm.

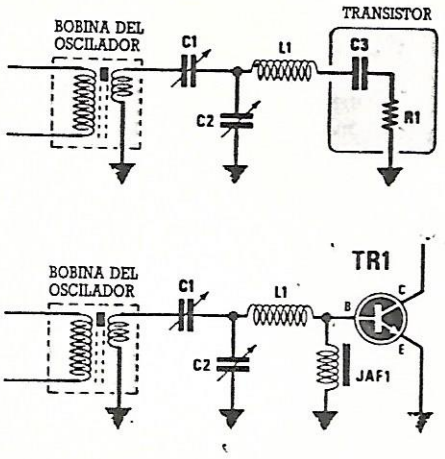
Sin embargo, esta fórmula tiene un defecto, que consiste en tener que medir exactamente la potencia entregada en salida por el transistor. Esto se puede llevar a cabo, como aconsejan las casas fabricantes, aplicando en la salida una resistencia de carga antinductiva de 52 ohm. y midiendo a continuación, con un tester, la tensión obtenida en los extremos de esa resistencia, para luego obtener los wat. con la fórmula:
wat. = (volt. x volt.) : (R + R).

Suponiendo, pues, que en la sonda de carga detectamos una tensión de 10,2 volt., la potencia entregada por el transistor será igual a:
(10,2 x 10,2) : (52 + 52) = 1 wat.

Pero para obtener este dato es necesario que la salida del transistor esté ya perfectamente adaptada a la impedancia de carga de 52 ohm., y aquí nace el absurdo, porque el cálculo que estamos efectuando debería servir precisamente para dimensionar el adaptador de impedancia en salida y si ya hemos conseguido obtener esta adaptación de modo perfecto, es inútil efectuar nuevos cálculos.

Además, suponiendo que logremos calcular la potencia partiendo de la tensión leída en la sonda de carga sin efectuar ninguna adaptación, siempre tendremos errores de bulto en ese valor. En efecto, no se ha tenido en cuenta

Figura 14
Para conectar el link de un paso oscilador a un paso preamplificador AF, podremos utilizar este esquema y sus correspondientes fórmulas.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

$$2° \; RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3° \; XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

4° XL1 = (3 x RS) + XCS

5° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

$$6° \; A = \sqrt{\left(\frac{XCS \times 26}{35}\right) - 1}$$

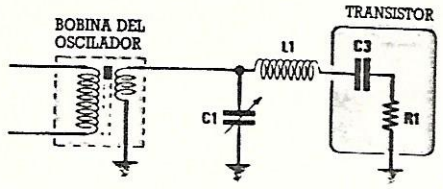
7° XC1 = A x 35

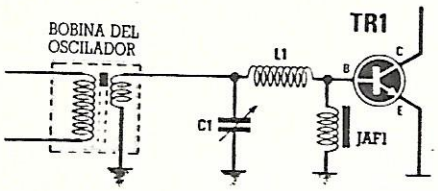
8° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

9° XC2 = 910 : (5-A)

10° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

Figura 15
Distinto esquema de acoplamiento entre paso oscilador y preamplificador AF, no muy utilizado (ver esquema fig. 5).





1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

2° $RS = \dfrac{R1}{\left(\dfrac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$

3° $XCS = \dfrac{R1 \times RS}{XC3}$

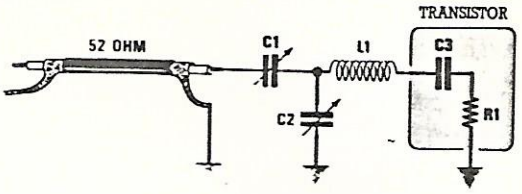
4° $XL1 = RS \times \sqrt{(35 : RS) - 1}$

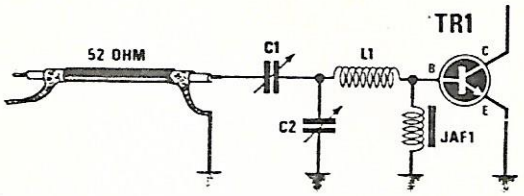
5° L1 in microH. = XL1 : (6,28 x MHz)

6° $XC1 = 35 : \sqrt{(35 : RS) - 1}$

7° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

Figura 16
Para conectar una salida a 52 ohm. (una salida de un transmisor) a un lineal de potencia, es aconsejable adoptar este filtro que emplea dos compensadores en entrada.





1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

2° $RS = \dfrac{R1}{\left(\dfrac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$

3° $XCS = \dfrac{R1 \times RS}{XC3}$

4° XL1 = 5 x RS + XCS

5° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

6° $A = \sqrt{\left(\dfrac{RS \times 60}{52}\right) - 1}$

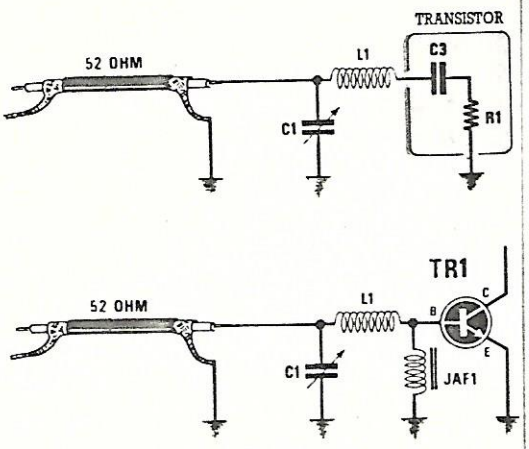
7° XC1 = A x 52

8° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

9° XC2 = 1352 : (5-A)

10° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

Figura 17
Otro sistema para conectar una salida a 52 ohm. a un paso amplificador de potencia. Tal esquema se utiliza en transmisores donde no se requiere un elevado Q.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

$$2° \; RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3° \; XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

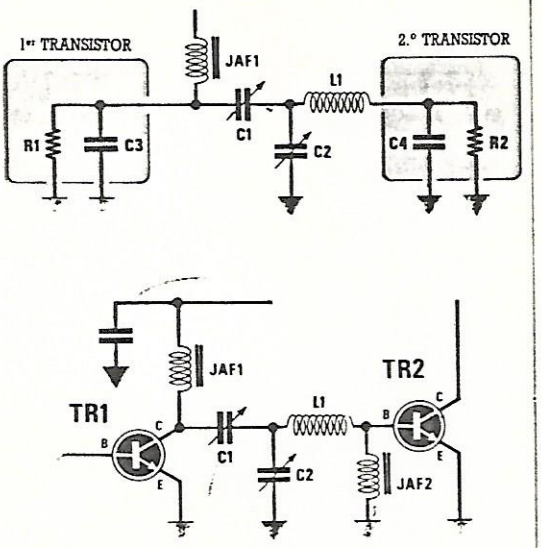
$$4° \; XL1 = RS \times \sqrt{\left(\frac{52}{RS}\right) - 1}$$

5° L1 in microH. = XL : (6,28 x MHz)

$$6° \; XC1 = 52 : \sqrt{\left(\frac{52}{RS}\right) - 1}$$

7° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

Figura 18
Clásico circuito de acoplamiento entre un paso excitador y un amplificador de potencia. La impedancia JAF1 puede sustituirse por una bobina y en ese caso es necesario utilizar las fórmulas de la fig. 19.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

2° XC4 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C4 in pF)

3° XL1 = 5 x R2

4° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

5° A = R2 x 26

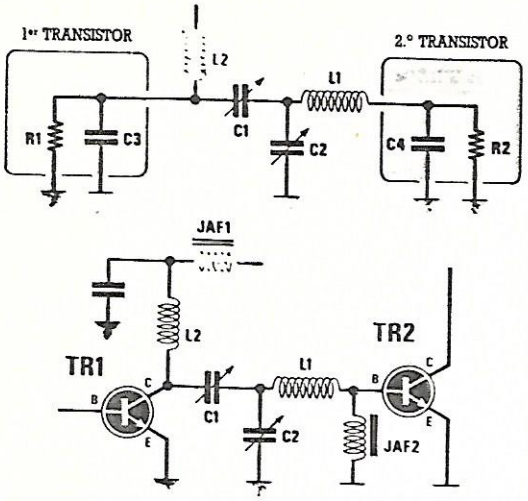
$$6° \; XC1 = XC3 \times \sqrt{\left(\frac{A}{R1}\right) - 1}$$

7° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

$$8° \; XC2 = \frac{A}{5 - \sqrt{\frac{A \times R1}{XC3 \times XC3}}}$$

9° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

Figura 19
Si deseamos sustituir la impedancia JAF1 situada en el colector de TR1 por una bobina (ver L2), tendremos que emplear las fórmulas abajo indicadas.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

2° XC4 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C4 in pF)

3° XL1 = 5 x R2

4° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

5° A = R2 x 26

6° $XC1 = XC3 \times \sqrt{\left(\frac{A}{R1}\right) - 1}$

7° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

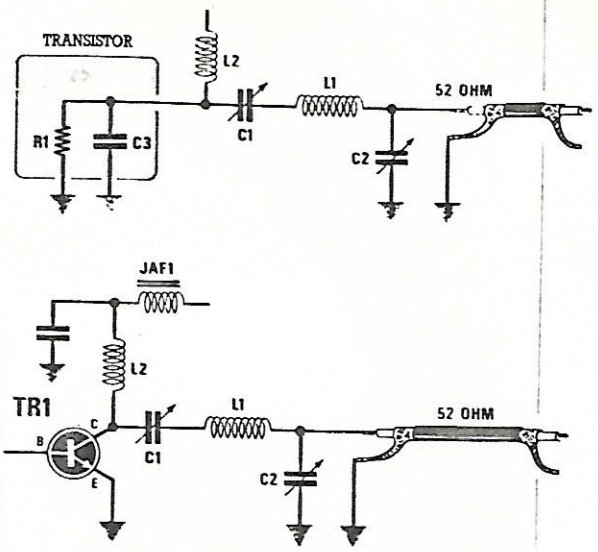
8° $XC2 = \frac{A}{5 - \sqrt{\frac{A \times R1}{XC3 \times XC3}}}$

9° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

10° $XL2 = R2 \times \sqrt{\left(\frac{R1}{R2}\right) - 1}$

11° L2 in microH. = XL2 : (6,28 x MHz)

Figura 20
Circuito a utilizar para poder acoplar la salida de un transistor final de potencia a un cable coaxial con impedancia de 52 ohm. El cable coaxial nos servirá para transferir la señal AF del transistor a la antena.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

2° XC1 = 5 x R1

3° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

4° $XC2 = 52 \times \sqrt{\frac{R1}{52 - R1}}$

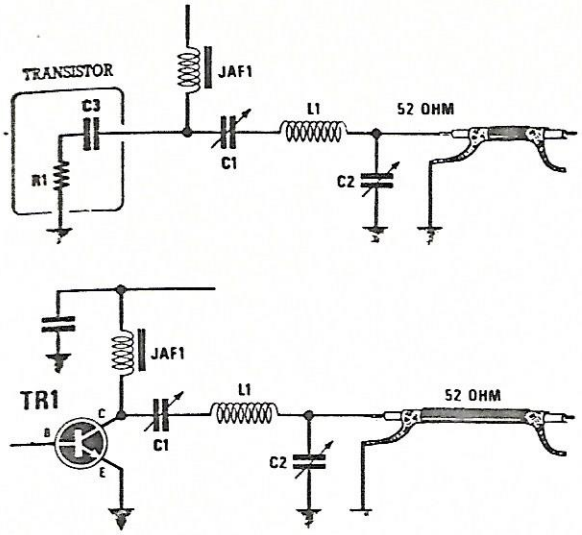
5° C2 in pF = 1.000.000 · (6,28 x MHz x XC2)

6° $XL1 = (XC1 + XC3) + \left(\frac{R1 \times 52}{XC2}\right)$

7° L1 in microH. = XL1 : (6,28 x MHz)

8° L2 in microH = XC3 : (6,28 x MHz)

Figura 21
Otro esquema de acoplamiento de un paso final a un cable coaxial con impedancia de 52 ohm. En el colector del transistor hay una impedancia JAF1 en vez de una bobina como la representada en la fig. 20.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

$$2° \; RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3° \; XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

4° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

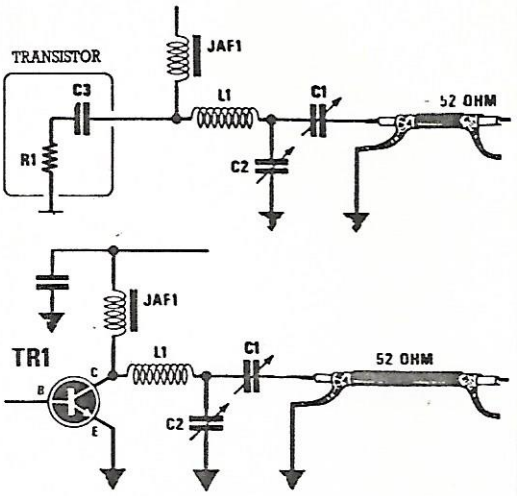
$$5° \; XC2 = 52 \times \sqrt{\frac{RS}{52 - RS}}$$

6° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

$$7° \; XL1 = (XC1 + XCS) + \frac{(RS \times 52)}{XC2}$$

8° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

Figura 22
Esquema clásico muy utilizado para acoplar un paso final a un cable coaxial con impedancia característica de 52 ohm. En el artículo damos varios ejemplos de cálculo.



1° XC3 = 1.000.000 : (6,28 x MHz x C3 in pF)

$$2° \; RS = \frac{R1}{\left(\frac{R1}{XC3}\right)^2 + 1}$$

$$3° \; XCS = \frac{R1 \times RS}{XC3}$$

4° B = RS x 60

$$5° \; A = \sqrt{\left(\frac{B}{52}\right) - 1}$$

6° XC1 = A X 52

7° C1 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC1)

8° XC2 = B : (5 — A)

9° C2 in pF = 1.000.000 : (6,28 x MHz x XC2)

10° XL1 = (10 x RS) + XCS

11° L1 in microH = XL1 : (6,28 x MHz)

la caída de tensión introducida por el diodo rectificador ni el error introducido por el instrumento.

Nota: la tensión en la sonda de carga debería medirse siempre con un **voltímetro electrónico,** ya que el tester tiene una impedancia de entrada demasiado baja y puede alterar la medida.

Considerando todos estos factores negativos, si no se consigue encontrar en alguna parte el valor de la resistencia de colector a las distintas frecuencias, para obtenerlo es aconsejable partir de dos parámetros que siempre se proporcionan:

VCEO = máxima tensión colector-emisor
IC = Corriente máxima continua de colector

Nota: atención a no confundir la IC con la corriente **máxima de pico,** que siempre tiene un valor notablemente más elevado.

Conociendo estos dos parámetros, podremos obtener un valor de la resistencia paralelo de colector muy próximo a la realidad con la siguiente fórmula:

R = volt. colector : amperios colector.

Suponiendo, pues, que para el transistor bajo prueba la casa fabricante reseñe las siguientes características:

VCEO = 30 volt.
IC = 0,42 amperios,
su resistencia paralelo resultará igual a:
30 : 0,42 = 71,42 ohm.

También en este caso el valor resultante debe tomarse sólo como punto de referencia, ya que la fórmula adoptada no es «rigurosa».

Algún ejemplo de cálculo

Con algunos ejemplos de cálculo se entenderá mejor de qué modo pueden ser utilizadas las fórmulas proporcionadas bajo los distintos esquemas y comprender más fácilmente cómo los valores obtenidos teóricamente, oportunamente modificados, dan en todo momento resultados positivos.

Conectar un preamplificador AF a un paso oscilador

Supongamos que deseamos acoplar en la salida link de un paso oscilador que funciona en 27 MHz un preamplificador AF y que a tal objeto elegimos el esquema de la fig. 14.

Supongamos que no conocemos alguna característica del transistor a utilizar como preamplificador y que los únicos datos a nuestra disposición son los siguientes:

Máxima potencia = 1 wat.
VCEO = 40 volt.
IC continua = 0,4 amperios.

Para completar la lista faltarían los valores de la resistencia paralelo de base y la única posibilidad que tenemos para poder calcular tal filtro consiste en tomarlos de la tabla n.° 2, que para un transistor de 1 wat. nos da:

Resistencia de base = 40 ohm. (R2 de la fig. 14).
Capacidad de base = 100 pF (C3 de la fig. 14)

Es obvio que estos valores no corresponderán exactamente a los de nuestro transistor, pero, como demostraremos, obtendremos valores de inductancia y capacidad que nos permitirán igualmente obtener un acoplamiento perfecto.

Sabiendo que tenemos que realizar un paso preamplificador para la frecuencia de 27 MHz, podemos iniciar nuestros cálculos utilizando las fórmulas de la fig. 14.

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 150) = 58,9
2.° **RS** = (40 : 58,9)^2 + 1 = 27,39
3.° **XCS** = (40 × 27,39) : 58,9 = 18,6
4.° **XL1** = (3 × 27,39) + 18,6 = 100
5.° **L1** = 100 : (6,28 × 27) = 0,58 microhenrios
6.°

$$A = \frac{(18{,}6 \times 26)}{35} - 1 = 3{,}58$$

7.° **XC1** = 3,58 × 35 = 125
8.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 125) = 47 pF
9.° **XC2** = 910 : (5—3,58) = 640
10.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 640) = 9,2 pF.

Resultado

Para realizar este filtro, los valores obtenidos de los cálculos resultan los siguientes:

L1 = 0,58 microhenrios.

De la tabla n.° 5 relativa a la conversión de microhenrios a **número de espiras,** tomando como referencia un diámetro de 10 mm, resultarán necesarias **9 espiras** juntas con hilo de 1 mm.

C1 = 47 pF

Para compensar las tolerancias y considerando que la resistencia de base o la capacidad tomadas de la tabla no corresponden exactamente a las del transistor, es aconsejable emplear una capacidad doble, es decir 47 × 2 = 94 pF que redondearemos a 100 pF.

C2 = 9,2 pF

También para este compensador será aconsejable insertar uno de capacidad mayor. Normalmente se dobla el valor obtenido en el cálculo, por tanto emplearemos 9 × 2 = 18 pF, que redondearemos en **20 pF.**

Después de montar el circuito, probaremos a ajustar los dos compensadores hasta obtener el máximo rendimiento. A continuación probaremos a insertar para L1 una bobina con **6 espiras** y una con **11 espiras** en lugar de las 9 requeridas y se comprobará si con 6 espiras el rendimiento es mejor o peor. En el primer caso se dejará la bobina de 6 espiras. Por el contrario, si el rendimiento es peor, se volverá a poner la bobina con 9 espiras o se probará con la de 11 espiras.

Si los valores del transistor fueran distintos

En la tabla n.° 2 hemos reseñado valores de resistencia de base y capacidad idénticos para los transistores de igual potencia, pero en realidad éstos pueden resultar muy distintos de un transistor a otro. Por tanto alguien podría preguntarse: «si la resistencia de base de mi transistor de 1 wat. fuese de **22 ohm.** en lugar de 40 ohm. y la capacidad fuese de **160 pF** en vez de 100 pF, ¿qué diferencias habría en el filtro de la fig. 14?».

Para determinarlo podemos hacer de nuevo los cálculos, comparando el resultado final.
Resistencia de base = 22 ohm. (R1 de la fig. 14)
Capacidad de base = 160 pF (C3 de la fig. 14)
Frecuencia de trabajo = 27 MHz

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 160) = 36,8
2.°

$$RS = 22 : \left(\frac{22}{36,8}\right)^2 + 1 = 16,41$$

3.° **XCS** = (22 × 16,41) : 36,8 = 9,8
4.° **XL1** = (3 × 16,41) + 9,8 = 59
5.° **L1** = 59 : (628 × 27) = 0,34 microhenrios.

Nota: 0,34 microhenrios equivalen a 6 espiras juntas sobre un diámetro de 10 mm. En el cálculo precedente teníamos en cambio 9 espiras. Por consiguiente, como hemos aconsejado, probando una bobina de 9 espiras y luego otra con menor número de espiras, se conseguirá encontrar siempre el valor adecuado para compensar eventuales diferencias de características de los transitores.

6.°

$$A = \frac{9,8 \times 26}{35} - 1 = 2,5$$

7.° **XC1** = 2,5 × 35 = 87,5
8.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 87,5) = 67 pF

Nota: en el cálculo precedente, la capacidad resultaba de 47 pF y al haber aconsejado 100 pF, no tendremos problemas de tolerancia.

9.° **XC2** = 910 : (5 — 2,5) = 364
10.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 364 = 16 pF

Nota: en el cálculo anterior la capacidad de C2 resultaba de 9,2 pF, pero habiendo aconsejado 20 pF no tendremos problemas aunque el transistor tuviese las características utilizadas en este segundo cálculo.

Conclusión

Resulta claro que doblando el valor de las capacidades de los compensadores obtenido en el cálculo, si en la fase de ajuste, después de haber probado la bobina con el número de espiras obtenido en el cálculo, insertamos una con una o dos espiras de más o de menos, seguro que al cabo de dos o tres tentativas encontraremos siempre el número de espiras necesarias para obtener de L1 el mejor rendimiento.

Llegados a este punto, pues, el problema parece de fácil solución, aunque tal vez semejante procedimiento no satisfaga a todos.

De otro lado, al no tener siempre a disposición todas las características de los transistores a utilizar, creemos que el sistema explicado es el más válido.

De todas formas no nos cansaremos de repetir que aún disponiendo de un transistor con todas las características requeridas, siempre será necesario en la práctica modificar los valores de la bobina y de las capacidades que hayamos obtenido de los cálculos.

En efecto, todas las fórmulas no consideran la capacidad parásita y la inductancia de las pistas del circuito impreso, que varían notablemente de un diseño a otro, y tampoco la que existe entre la aleta refrigeradora y las distintas pistas de cobre.

Es por esta razón por lo que en el circuito de acoplamiento de los transmisores **nunca se insertan capacidades fijas,** sino única y exclusivamente **compensadores** de capacidad doble respecto a los valores obtenidos en el cálculo.

Por lo que respecta a las bobinas, podemos añadir que el número de espiras obtenido mediante el cálculo es casi siempre «mayor» de lo requerido.

Por ejemplo, si del cálculo obtenemos 10 espiras, es aconsejable probar también con una de 8-7 espiras, ya que no es posible prever ni calcular de qué inductancia dispone la «pista del circuito impreso» a la frecuencia a la que se hace trabajar al transmisor, impedancia que obviamente se añade a la de la bobina realizada por nosotros.

Conectar un preamplificador AF a un paso oscilador

Si en lugar de utilizar el esquema de la fig. 14 quisiéramos utilizar con el mismo transistor el esquema de la fig. 15, sabiendo que:
Resistencia de base = 40 ohm. (R1 de la fig. 15)
Capacidad de base = 100 pF (C3 de la fig. 15)
Frecuencia de trabajo = 27 MHz,
utilizando las fórmulas reseñadas en dicho esquema, podremos obtener los siguientes datos:

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 100) = 58,9
2.°

$$RS = 40 : \left(\frac{40}{58,9}\right)^2 + 1 = 27,39$$

3.° **XCS** = (40 × 27,39) : 58,9 = 18,6

4.° **XL1** = 27,39 × (35 : 27,39) — 1 = 14,24
5.° **L1** = 14,24 : (6,28 × 27) = 0,08 microhenrios

6.° **XC1** = 35 : (35 : 27,39) — 1 = 67
7.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 67) = 88 pF

Conclusión

L1 = una inductancia de 0,08 microhenrios, convirtiéndola de microhenrios a número de espiras, utilizando la tabla n.° 4 hallaremos que ésta se obtiene devanando sobre un soporte de 8 mm de diámetro **3 espiras juntas** con hilo de 1 mm.

C1 = el cálculo nos da como resultado 88 pF y en este caso conviene insertar una capacidad doble, esto es: 88 × 2 = 176 pF, que podemos redondear en 180 pF ó 200 pF. Haciéndolo así podremos corregir eventuales tolerancias del transistor y de la bobina L1.

Para acoplar un preamplificador a un segundo transistor

Prosiguiendo con nuestros ejemplos, después de haber acoplado un primer transistor preamplificador de 1 wat. al oscilador y constatando que en su salida se obtiene no más de 0,5 wat., para obtener un transmisor de 4-5 wat. tendremos que añadirle un segundo paso amplificador.

Supongamos que elegimos el esquema de la fig. 18 para llevar a cabo tal acoplamiento y que disponemos de un transistor AF del que desconocemos todas las características.

Para proceder en nuestros cálculos es necesario que conozcamos la **resistencia de colector** y la **capacidad de colector** del transistor de 1 wat. al que queremos acoplar el de 6 wat.

Si no disponemos de estos dos datos pero conocemos la tensión de VCEO y la corriente continua de colector, por ejemplo:

Tensión de VCEO = 40 volt.

Corriente continua de colector = 0,4 amperios;

podremos obtener de forma aproximada la resistencia de colector con la siguiente fórmula:

V : A = ohm.

Por tanto, tendremos:

Resistencia del colector = 40 : 0,4 = 100 ohm.; luego 100 ohm. será el valor de R1 de la fig. 18.

Además de este dato necesitamos saber la capacidad de colector y si no la conocemos, podemos obtenerla de forma aproximada en la tabla n.° 2, que para un transistor de **1 wat.** nos da **35 pF**. Por tanto, **35 pF** será el valor asignado a C3 de la fig. 18.

Además de estos valores, necesitamos también los relativos a la resistencia y capacidad de base del transistor de 6 wat. y al no disponer de ellos, tendremos que obtenerlos de la tabla n.° 2:

Resistencia de base = 9 ohm. (R2 de la fig. 18).

Capacidad de base = 350 pF (C4 de la fig. 18).

Disponiendo ya de todos los datos requeridos, incluida la frecuencia de trabajo que es de **27 MHz**, podremos efectuar nuestros cálculos:

1.° **VXC3** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 35) = 168
2.° **XC4** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 350) = 16,8
3.° **XL1** = 5 × 9 = 45
4.° **L1** = 45 : (6,28 × 27) = 0,26 microhenrios
5.° **A** = 9 × 26 = 234
6.°

$$XC1 = 168 \times \frac{234}{100} - 1 = 146$$

7.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 146) = 40 pF

8.°

$$XC2 = \frac{234}{5 - \frac{234 \times 100}{(168)^2}} = 57$$

9.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 57) = 103 pF

Conclusión

L1 = 0,26 microhenrios. Comprobando las tablas de conversión de microhenrios a número de espiras, veremos que con un diámetro de soporte de 10 mm. podremos utilizar 5 espiras juntas o bien 6 ligeramente espaciadas.

C1 = 40 pF. Es aconsejable insertar uno de doble valor, es decir, un compensador de **80 pF.**

C2 = 103 pF. También en este caso será aconsejable insertar uno de **200 pF.**

Una vez montado este filtro en el circuito impreso, se comprobará su comportamiento probando primero una bobina de 5 espiras y luego una de 6 espiras.

Si constatamos que el compensador C1 hay que girarlo a mitad de recorrido, significa que hemos acertado con los valores de resistencia y capacidad interna del transistor.

Si en cambio constatamos que es necesario girarlo a su máxima capacidad, podremos corregir tal error conectando en paralelo con el compensador un condensador cerámico para AF de 47-50 pF.

Lo mismo decimos respecto al compensador C2.

Una prueba de acoplamiento entre dos pasos con todos los datos requeridos

Hemos buscado un transistor del que pudiéramos disponer de los datos exactos de resistencia y capacidad de base del transistor excitador y de resistencia y capacidad de colector del transistor amplificador, y con ellos hemos efectuado otra vez todos nuestros cálculos para compararlos con los anteriores.

1.° *PASO TRANSISTOR* de 1 wat.

Resistencia colector = 155 ohm. (R1 de fig. 18).

Capacidad colector = 18 pF (C3 de fig. 18).

2.° *PASO DE TRANSISTOR* de 7 wat.

Resistencia de base = 30 ohm. (R2 de fig. 18).

Capacidad de base = 600 pF (C4 de fig. 18).

Sirviéndonos de las fórmulas de la fig. 18 y de los valores arriba indicados y sabiendo que la frecuencia de trabajo de tal paso es de **27 MHz**, podremos efectuar todas las operaciones necesarias:

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 18) = 327
2.° **XC4** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 600) = 9,8
3.° **XL1** = 5 × 30 = 150
4.° **L1** = 150 : (6,28 × 27) = 0,88 microhenrios
5.° **A** = 30 × 26 = 780
6.°

$$XC1 = 327 \times \frac{780}{155} - 1 = 654$$

7.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 654) = 9 pF
8.°

$$XC2 = \frac{780}{5 - \frac{780 \times 155}{(327)^2}} = 201$$

9.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 27 × 201) = 29 pF

Conclusión

L1 = 0,88 microhenrios. Si la devanamos sobre un diámetro de 10 mm, necesitaremos 12 espiras juntas de hilo de 1 mm para obtener tal valor de inductancia (en el ejemplo anterior nuestro cálculo nos indicaba 5 espiras).

C1 = 9 pF (en el ejemplo anterior, con datos aproximativos, teníamos 40 pF).

C2 = 29pF (en el ejemplo anterior teníamos en cambio 103 pF).

Por curiosidad, hemos montado el circuito y hemos tratado de ajustarlo para su máximo rendimiento. El resultado práctico es el siguiente:

L1 = hemos tenido que retirar 6 espiras de la bobina, por consiguiente el cálculo efectuado precedentemente resultaba más cercano a la realidad. En efecto, para L1 teníamos 5 espiras juntas sobre un diámetro de 10 mm.

C1 = para obtener el máximo rendimiento, hemos tenido que ajustar este compensador a 32 pF, por tanto los 9 pF eran insuficientes.

C2 = siempre para obtener el máximo rendimiento, había que ajustar este compensador en 48 pF. Por consiguiente, a pesar de disponer de todos los datos de ambos transistores, los resultados de los cálculos no nos han servido de mucho. Antes bien, nos hemos aproximado más a los valores reales en el ejemplo anterior.

Importante

Incluso disponiendo de los datos de los transistores, hemos llegado a las siguientes conclusiones:

1.° las espiras de la bobina L1 son normalmente mayores de las que en realidad serán necesarias para obtener el máximo rendimiento;

2.° las capacidades de los condensadores resultarán siempre menores de lo requerido, por tanto aconsejamos emplear compensadores de capacidad doble a la calculada.

Si en la fase de ajuste comprobamos que hay que ajustar un compensador a su máxima capacidad, habrá que sustituirlo por uno mayor o insertar en paralelo un condensador cerámico VHF de 500 volt. de trabajo.

Recomendamos no utilizar cerámicos de BF ya que éstos introducen notables pérdidas al hacerlos trabajar en AF y además no soportan tensiones mayores de 25-50 volt.

Para conectar una salida de 52 ohm. a un amplificador

En los ejemplos precedentes, hemos analizado la posibilidad de conectar un preamplificador AF al link de la bobina de un oscilador y la de acoplar entre sí dos pasos amplificadores AF. Pero no debemos olvidar que existe una tercera posibilidad: el disponer ya de una señal AF adaptada a una impedancia de 52 ohm. y tener que amplificarla.

Este condición se presenta habitualmente cuando en la salida de un transceptor queremos aplicar una «lineal AF de potencia» o bien, cuando disponemos de un excitador con una salida ya ajustada para una impedancia de 52 ohm.

Los esquemas a utilizar para este acoplamiento están representados en las figs. 16-17.

Normalmente se prefiere utilizar el esquema de la fig. 16.

También en este caso, pondremos dos ejemplos de cálculo, uno con un transistor de 40 wat. del que no conocemos característica alguna, y otro en que disponemos de todos los datos necesarios.

Cálculo sin conocer dato alguno

Utilizando un transistor amplificador AF de 40 wat. y no disponiendo de ningún dato, tendremos que recurrir a nuestra habitual tabla n.° 2 para hallar los datos relativos a un transistor de esa potencia, que aproximadamente resultan:

Resistencia base = 1,6 ohm. (R1 de fig. 16).

Capacidad de base = 850 pF (C3 de fig. 16).

Supongamos que el transmisor al que deseamos añadir este transistor trabaja en la frecuencia de **50 MHz**. Así pues, con los tres datos —resistencia de base, capacidad de base y frecuencia— podemos ya proceder a nuestros cálculos:

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 850) = 3,7
2.°

$$RS = 1{,}6 : \left(\frac{1{,}6}{3{,}7}\right)^2 + 1 = 1{,}35$$

3.° **XCS** = (1,6 × 1,35) : 3,7 = 0,58
4.° **XL1** = (5 × 1,35) + 0,58 = 7,33
5.° **L1** = 7,33 : (6,28 × 50) = 0,023

6.°

$$A = \frac{1{,}35 \times 60}{52} - 1 = 0{,}74$$

7.° **XC1** = 0,74 × 52 = 38
8.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 38) = 83 pF
9.° **XC2** = 1.352 : (5 — 0,74) = 317
10.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 317) = 10 pF

Conclusión

L1 = una inductancia de 0,023 microhenrios corresponderá, si utilizamos un diámetro de 6 mm, a una bobina formada por 2 espiras espaciadas 1,5 mm. En la práctica se comprobará si el circuito funciona mejor con 3 espiras.

C1 = el cálculo nos da como valor **83 pF**. Aconsejamos emplear un compensador de 100-120 pF máximo.

C2 = el cálculo nos da **10 pF** pero se recomienda uno de 20-25 pF.

Una prueba conociendo todos los datos del transistor

Para este segundo cálculo hemos elegido un transistor de 40 wat. que no tuviese características semejantes al ejemplo precedente, con la finalidad de establecer qué diferencias hubiéramos obtenido eventualmente en la inductancia y en la capacidad de C1 y C2.

Los datos de este transistor son los siguientes:
Resistencia de base = 6 ohm. (ver R1 de fig. 16).
Capacidad de base = 500 pF (verC4 de fig. 16).
Frecuencia de trabajo = 50 MHz.

Haciendo de nuevo los cálculos, tenemos:
1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 500) = 6,36
2.°

$$RS = 6 : \left(\frac{6}{6{,}36}\right)^2 + 1 = 3{,}19$$

3.° **XCS** = (6 × 3,19) : 6,39 = 2,99
4.° **XL1** = (5 × 3,19) + 2,99 = 18,94
5.° **L1** = 18,94 : (6,28 × 50) = 0,06 microhenrios

Nota: 0,06 microhenrios, tomando como diámetro de devanado 6 mm, corresponden a 3 espiras juntas. En el cálculo precedente teníamos en cambio 2 espiras.

Procedamos, pues, a los cálculos para obtener la capacidad de los dos compensadores.
6.°

$$A = \frac{3{,}19 \times 60}{52} - 1 = 1{,}63$$

7.° **XC1** = 1,63 × 52 = 84
8.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 84) × 37,9 pF

Nota: con estos datos, la capacidad de C1 debería ser de 38 pF que, como siempre, es conveniente doblar, esto es: 38 × 2 = 76 pF. En el ejemplo anterior teníamos en cambio una capacidad mayor, 83 pF, y ello no comportaría inconveniente alguno porque si fueran realmente necesarios 38 pF, sólo tendríamos que ajustarlo para su mínima capacidad.

9.° **XC2** = 1.352 : (5 — 1,63) = 401
10.° **C2** = 1.000.000 : (6,28 × 50 × 401) = 7,9 pF

Nota: en el cálculo anterior la capacidad resultaba de **10 pF**, que respecto a 7,9 pF no es una diferencia muy elevada.

Conclusión

Tanto conociendo los datos de un transistor como desconociéndolos totalmente, las diferencias no son enormes, como podéis ver.

Acoplamiento de un paso final a una antena con impedancia de 52 ohm.

El último paso amplificador AF de un transmisor siempre tendremos que adaptarlo para una impedancia de salida de 52 ohm., que corresponde a la del cable coaxial y que nos permitirá transferir la señal de AF de la salida del transmisor a la antena irradiante.

Los tres esquemas que podríamos seguir para tal acoplamiento, están representados en las figs. 20-21-22.

Supongamos que tenemos un paso final de **40 wat.** FM y que deseamos hacerlo trabajar en la gama FM **88-108 MHz.**

Nuestra primera operación consistirá en calcular el filtro en el centro de la gama:
(88 + 108) : 2 = 98 MHz.

Además de este dato, necesitamos la resistencia de colector y si no la conocemos, podremos obtenerla siempre que conozcamos la VCEO y la *CORRIENTE DE COLECTOR CONTINUA* de tal transistor.

Supongamos que conocemos estos dos datos, iguales a:
VCEO = 16 volt.
IC continua = 8 amperios.

Obtendremos el valor aproximado de la **Resistencia de Colector** empleando la fórmula:
VOLT.: AMPERIOS
y obtendremos:
16 : 8 = 2 ohm.

Éste será el valor asignado a la resistencia R1.

La **capacidad de colector**, esto es **C3**, al no conocerla, la obtendremos siempre de nuestra tabla n.° 2 y por tanto tendremos:
MHz de trabajo = 98 MHz.
R1 = 2 ohm.
C3 = 450 pF.

Como primer ejemplo tomaremos el de la fig. 20, que utiliza, en lugar de la impedancia JAF aplicada en el colector, una bobina de sintonía indicada como **L2**, e iniciaremos nuestros cálculos.
1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28 × 98 × 450) = 3,6
2.° **XC1** = 5 × 2 = 10
3.° **C1** = 1.000.000 : (6,28 × 98 × 10) = 162 pF

4.°

$$XC2 = 52 \times \frac{2}{52 - 2} = 10{,}4$$

5.° C2 = 1.000.000 : (6,28 ×98×104) = 156 pF

6.°

$$XL1 = 10 + 3{,}6 + \frac{2 \times 52}{10{,}4} = 23{,}6$$

7.° L1 = 23,6 : (6,28×98) = 0,038 microhenrios

8.° L2 = 3,6 : (6,28 ×98) = 0,005 microhenrios

Conclusión

Para las capacidades de **C1** y **C2** se recomienda un compensador de **200 pF.**

L1 = 0,038 microhenrios corresponden a 2 espiras sobre un diámetro de 8 mm y espaciadas entre sí 1 mm.

L2 = 0,005 microhenrios corresponden aproximadamente a media espira sobre un diámetro de 10 mm.

Acoplamiento de un paso final a una impedancia de salida de 52 ohm.

Para acoplar un paso final a una antena, normalmente se prefiere emplear el esquema de la fig. 22 en vez del de fig. 20, que utiliza una impedancia VK 200 en lugar de una bobina para poder conectar el colector del transistor a la tensión de alimentación.

Utilizando el esquema de la fig. 22 y tomando los mismos datos precedentes y la misma frecuencia de trabajo de **98 MHz**, podemos proceder en nuestros cálculos para determinar qué valores asignaremos a los distintos componentes del filtro.

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28×98×450) = 3,6

2.°

$$RS = 2 : \left(\frac{2}{3{,}6}\right)^2 + 1 = 1{,}53$$

3.° **XCS** = (2×1,52) : 3,6 = 0,85

4.° **B** = 1,53×60 = 91,8

5.°

$$A = \frac{91{,}8}{52} - 1 = 0{,}87$$

6.° **XC1** = 0,87×52 = 45,24

7.° **C1** = 1.000.000 : (6,28×98×45,24) = 35 pF

8.° **XC2** = 91,8 : (5 — 0,87) = 22,22

9.° **C2** = 1.000.000 : (6,28×98×22,22) = 73 pF

10.° **XL1** = (10×1,53) + 0—85 = 16,15

11.° **VL1** = 16,15 : (6,28×98) = 0,026 microhenrios

Conclusión

L1 = 0,026 microhenrios corresponden a 2 espiras devanadas sobre un diámetro de 6 mm y espaciadas un poco más de 0,5 mm entre sí.

C1 = 35 pF. Para estar seguros del ajuste, emplearemos un compensador de 60 pF.

C2 = 73 pF. Para estar seguros del ajuste, usaremos un compensador de 100-120 pF.

En la práctica, utilizando una bobina de 2 espiras, aunque la espaciemos 1 mm entre espira y espira, siempre conseguiremos sintonizar en tal gama mediante los dos compensadores.

El mismo transistor para los 27 MHz

En vez de realizar el paso anterior para la gama de **98 MHz**, trataremos en cambio de diseñarlo para la banda de los **27 MHz**. En este caso es obvio que habrá que repetir todos los cálculos, ya que los valores de **L1-C1-C2** variarán.

Algunos datos nos son ya conocidos por haberlos utilizado en el ejemplo precedente, esto es:

Frecuencia de trabajo = 27 MHz (en lugar de 98 MHz).

Resistencia colector = 2 ohm. (R1 de la fig. 22).

Capacidad de colector = 450 pF (C3 de la fig. 22).

Con las fórmulas correspondientes, representadas en la fig. 22, procederemos en nuestros cálculos:

1.° **XC3** = 1.000.000 : (6,28×27×450) = 13,10

2.°

$$RS = 2 : \left(\frac{2}{13{,}10}\right)^2 + 1 = 1{,}96$$

3.° **XCS** = (2×1,96) : 13,10 = 0,29

4.° **B** = 1,96×60 = 117,6

5.°

$$A = \frac{117{,}6}{52} - 1 = 1{,}12$$

6.° **XC1** = 1,12×52 = 58

7.° **C1** = 1.000.000 : (6,28×27×58) = 110 pF

8.° **XC2** = 117 : (5 — 1,12) = 30

9.° **C2** = 1.000.000 : (6,28×27×30) = 196 pF

10.° **XL1** = (10×1,96) + 0,29 = 19,89

11.° **L1** = 19,89 : (6,28×27) = 0,11 microhenrios

Conclusión

L1 = 0,11 microhenrios corresponden en la práctica a 4 espiras devanadas sobre un diámetro de 8 mm, ligeramente espaciadas. En el montaje práctico aconsejamos, en estos casos, probar con una bobina de 4 espiras pero también con una de 6 espiras, comprobando con cuál de las dos se obtiene mayor potencia. Por nuestra experiencia de laboratorio en pasos finales de 40-50 wat., el número de espiras obtenido de los cálculos nos parece escaso.

Para los dos condensadores **C1** y **C2** será conveniente emplear dos compensadores de al menos **250 pF**, para poder corregir las tolerancias del transistor.

TABLA N.° 3

Diámetro soporte 6 mm

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 6 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,002				
1	0,009	0,008	0,007	0,006	
2	0,030	0,027	0,025	0,023	0,021
3	0,056	0,048	0,041	0,036	0,033
4	0,085	0,069	0,058	0,050	0,045
5	0,11	0,092	0,076	0,065	0,056
6	0,14	0,11	0,093	0,079	0,068
7	0,18	0,13	0,11	0,093	0,080
8	0,21	0,16	0,13	0,10	0,092
9	0,24	0,18	0,14	0,12	0,10
10	0,28	0,20	0,16	0,13	0,11
11	0,31	0,23	0,18	0,15	0,13
12	0,35	0,25	0,20	0,16	0,14
13	0,38	0,27	0,22	0,18	0,15
14	0,42	0,30	0,24	0,19	0,16
15	0,45	0,33	0,25	0,20	0,17
16	0,48	0,35	0,27	0,22	0,18
17	0,52	0,37	0,29	0,23	0,20
18	0,55	0,39	0,30	0,25	0,21
19	0,59	0,42	0,32	0,26	0,22
20	0,62	0,44	0,34	0,28	0,23
21	0,66	0,46	0,36	0,29	0,24
22	0,69	0,49	0,37	0,30	0,25
23	0,73	0,51	0,39	0,32	0,27
24	0,77	0,53	0,41	0,33	0,28
25	0,80	0,56	0,43	0,35	0,29
26	0,84	0,58	0,44	0,36	0,30
27	0,87	0,60	0,46	0,38	0,31
28	0,91	0,63	0,48	0,39	0,33
29	0,94	0,65	0,50	0,40	0,34
30	0,98	0,68	0,52	0,42	0,35

TABLA N.° 4

Diámetro soporte 8 mm

Valor en microhenrios de una bobina con diferente número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 8 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,003				
1	0,013	0,012	0,011	0,010	0,009
2	0,045	0,041	0,038	0,035	0,033
3	0,086	0,075	0,066	0,059	0,053
4	0,13	0,11	0,095	0,083	0,074
5	0,18	0,152	0,12	0,10	0,09
6	0,23	0,18	0,15	0,13	0,11
7	0,29	0,23	0,18	0,15	0,13
8	0,35	0,27	0,21	0,18	0,16
9	0,40	0,30	0,25	0,20	0,18
10	0,46	0,35	0,28	0,23	0,20
11	0,52	0,39	0,31	0,25	0,22
12	0,58	0,43	0,34	0,28	0,24
13	0,64	0,47	0,37	0,31	0,26
14	0,70	0,51	0,40	0,33	0,28
15	0,76	0,55	0,43	0,36	0,30
16	0,82	0,59	0,46	0,38	0,32
17	0,89	0,64	0,50	0,41	0,34
18	0,95	0,68	0,53	0,43	0,37
19	1,01	0,72	0,56	0,46	0,39
20	1,07	0,76	0,59	0,48	0,41
21	1,13	0,80	0,62	0,51	0,43
22	1,19	0,85	0,66	0,53	0,45
23	1,26	0,89	0,69	0,56	0,47
24	1,32	0,93	0,72	0,58	0,49
25	1,38	0,97	0,75	0,61	0,51
26	1,44	1,01	0,78	0,63	0,54
27	1,50	1,06	0,81	0,66	0,56
28	1,57	1,10	0,84	0,68	0,58
29	1,63	1,14	0,87	0,71	0,60
30	1,69	1,18	0,91	0,74	0,62

COMO CALCULAR LA INDUCTANCIA EN MICROHENRIOS

Las tablas arriba representadas se refieren a bobinas realizadas con hilo de cobre de 1 milímetro devanadas con las espiras juntas, o bien con espiras distanciadas 0,5 mm-1 mm-1,5 mm-2 mm. Las tablas representan también valores de bobinas devanadas sobre diámetros diferentes: 6 mm-8 mm-10 mm-15 mm.

Quienes deseen realizar bobinas con hilo de distinta sección, o bien devanarlas sobre soportes de mayor diámetro (por ejemplo 12 mm, 18 mm, etc.), podrán utilizar la fórmula de cálculo aquí reproducida:

TABLA N.° 5

Diámetro soporte 10 mm

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 10 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,004				
1	0,018	0,016	0,015	0,014	0,013
2	0,06	0,056	0,052	0,049	0,046
3	0,12	0,10	0,092	0,084	0,077
4	0,18	0,15	0,13	0,12	0,10
5	0,26	0,21	0,18	0,17	0,14
6	0,33	0,27	0,23	0,19	0,17
7	0,42	0,33	0,28	0,24	0,20
8	0,50	0,39	0,32	0,27	0,24
9	0,59	0,46	0,37	0,31	0,27
10	0,68	0,52	0,42	0,35	0,30
11	0,77	0,58	0,47	0,39	0,33
12	0,86	0,65	0,51	0,43	0,37
13	0,95	0,71	0,56	0,47	0,40
14	1,04	0,77	0,61	0,51	0,43
15	1,14	0,84	0,66	0,55	0,46
16	1,23	0,90	0,71	0,59	0,50
17	1,32	0,97	0,76	0,63	0,53
18	1,42	1,03	0,81	0,67	0,56
19	1,52	1,10	0,86	0,70	0,60
20	1,61	1,16	0,91	0,74	0,63
21	1,71	1,23	0,96	0,76	0,66
22	1,80	1,29	1,00	0,82	0,70
23	1,90	1,36	1,06	0,86	0,73
24	2,00	1,42	1,10	0,90	0,76
25	2,09	1,49	1,15	0,94	0,79
26	2,19	1,55	1,20	0,98	0,83
27	2,29	1,62	1,25	1,02	0,86
28	2,38	1,68	1,30	1,06	0,89
29	2,48	1,75	1,35	1,10	0,93
30	2,58	1,81	1,40	1,14	0,96

TABLA N.° 6

Diámetro soporte 15 mm.

Valor en microhenrios de una bobina con distinto número de espiras, devanadas sobre un diámetro de 15 mm, utilizando hilo de 1 mm.
La distancia se entiende entre espira y espira.

Número de espiras	Espiras unidas	Espiras separadas			
		0,5 mm	1 mm	1,5 mm	2 mm
0,5	0,007				
1	0,028	0,027	0,025	0,024	0,023
2	0,10	0,096	0,091	0,087	0,083
3	0,20	0,18	0,17	0,15	0,14
4	0,33	0,29	0,26	0,23	0,21
5	0,47	0,40	0,35	0,31	0,28
6	0,63	0,52	0,45	0,39	0,35
7	0,79	0,65	0,55	0,48	0,42
8	0,96	0,78	0,65	0,56	0,49
9	1,14	0,91	0,76	0,65	0,56
10	1,32	1,04	0,86	0,73	0,64
11	1,51	1,18	0,97	0,82	0,71
12	1,71	1,32	1,08	0,91	0,78
13	1,90	1,46	1,18	0,99	0,86
14	2,10	1,60	1,29	1,04	0,93
15	2,30	1,74	1,40	1,17	1,00
16	2,50	1,88	1,51	1,26	1,08
17	1,71	2,02	1,62	1,35	1,15
18	2,91	2,17	1,73	1,43	1,22
19	3,12	2,31	1,83	1,52	1,30
20	3,33	2,45	1,94	1,61	1,37
21	3,54	2,60	2,05	1,70	1,45
22	3,75	2,74	2,16	1,79	1,52
23	3,96	2,89	2,27	2,87	1,59
24	4,17	3,03	2,38	2,96	1,67
25	4,38	3,18	2,49	2,05	1,74
26	4,59	3,32	2,60	2,14	1,82
27	4,81	3,47	2,71	2,23	1,89
28	5,03	3,62	2,82	2,32	1,96
29	5,24	3,76	2,93	2,41	2,04
30	5,45	3,91	3,05	2,49	2,11

$$\text{microH} = \frac{(N \times N) \times D}{1010 \times \frac{L}{D} + 0{,}45}$$

donde N = número de espiras devanadas
D = diámetro del soporte en milímetros
L = longitud de la bobina en milímetros

Ejemplo: si realizamos una bobina de 4 espiras (no importa el diámetro del hilo) sobre un soporte de 20 milímetros con una longitud de 11 milímetros, la inductancia en microhenrios será igual a:

$$\frac{(4 \times 4) \times 20}{1010 \times \frac{11}{20} + 0{,}45} = 0{,}31 \text{ microhenrios}$$

Nota importante para todos los filtros

Al realizar uno cualquiera de los filtros, modificando en más o en menos el número de espiras de la bobina respecto al número obtenido en los cálculos, siempre se consigue un ajuste perfecto.

En un circuito que requiere **8 espiras**, si en cambio insertamos una bobina de **10 espiras** o bien de **6 espiras**, el circuito se ajustará siempre. Lo único que variará será el **Q**.

El cálculo resultará totalmente erróneo (y esto puede suceder si tenemos algún transistor con características muy distintas de las estándar) si comprobáis que uno de los dos compensadores hay que mantenerlo a la **mínima** capacidad y el otro hay que **aumentarlo** desproporcionadamente.

Por ejemplo, si en un circuito, para obtener un ajuste perfecto, hay que girar un compensador a **5 pF** y el otro a **260 pF**, las espiras de la bobina del filtro pueden resultar excesivas o escasas.

Probando en el circuito bobinas con un número de espiras distinto, se podrá comprobar de inmediato si el compensador que manteníamos girado a la mínima capacidad (5 pF) hay que aumentarlo a **20-25 pF**. Lógicamente, también se constatará si el segundo compensador, que antes debíamos girar a la máxima capacidad (260 pF) se ajusta ahora en valores inferiores.

Insertando en un circuito una bobina con un mayor número de espiras, se aumenta el **Q** del circuito.

Un **bajo Q** nos permite obtener un idéntico rendimiento sobre una ancha banda pasante. Esto significa que si hemos realizado un transmisor en FM calculando en el centro banda los 98 MHz, podremos variar la frecuencia del oscilador de **88 a 108 MHz** sin tener que ajustar de nuevo los pasos finales.

Si hubiésemos calculado el filtro en la frecuencia de 98 MHz con un **Q elevado** podríamos variar la frecuencia **de 97 a 99 MHz** sin tener que retocar los ajustes, pero no lograríamos obtener la misma potencia en los 100 MHz sin retocar el ajuste de los dos compensadores.

Con un **bajo Q**, el rendimiento será siempre inferior a un circuito de **alto Q**. Es decir, tendremos menos watios de AF a cambio de la ventaja de poder tomar como referencia una frecuencia central de 98 MHz y de poder variar la frecuencia del oscilador en un campo muy amplio; por ejemplo, de 70 a 120 MHz, sin notar excesiva diferencia en la potencia de salida.

Decimos esto porque no tenéis que preocuparos en absoluto si de los cálculos efectuados resulta que en el circuito se requiere una bobina de 8 espiras, mientras que en la práctica, probando el circuito, se comprueba que se obtiene mejor rendimiento con 9 ó con 10 espiras.

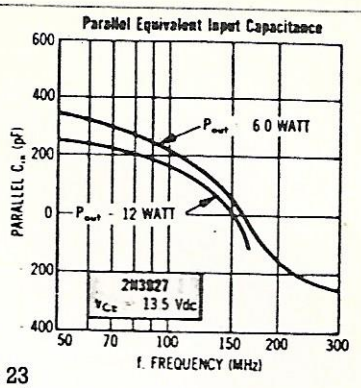


Figura 23
Existen algunos transistores cuya Capacidad de Base (y a veces también la de Colector) se anula o se convierte en negativa al variar la frecuencia. Este transistor, por ejemplo, trabajando en 50 MHz presenta una capacidad de 300 pF aproximadamente y de 0 pF, en cambio, trabajando en 150 MHz.

Si no se obtiene en salida la potencia requerida

Ya se sabe que no es posible estandarizar con idénticas características transistores fabricados por casas distintas, con diferentes siglas, clasificándolos por su potencia de salida. Por tanto, si después de haber calculado los valores de inductancia y capacidad, no se obtiene en salida la potencia que el transistor debería entregar, aún habiéndolo excitado de modo correcto, significa que sus características son notablemente distintas de las usuales.

En efecto, existen transistores cuya capacidad, en función de la frecuencia de trabajo, tiende a **anularse**; es decir, se reduce a 0 pF (ver fig. 23) y para restablecerla se necesita una capacidad externa.

En estos casos, la solución más simple para evitar cálculos complejos, siempre imposibles de efectuar si no se conocen todos los datos del transistor y las variaciones de capacidad interna al variar la frecuencia de trabajo, consiste en proceder experimentalmente.

Se toman cuatro condensadores cerámicos VHF, uno de **10 pF**, uno de **50**, uno de **100** y uno de **150 pF**.

Partiendo de la capacidad más pequeña, después de insertarla entre base y masa o entre colector y masa, se comprueba si ajustando el circuito aumenta la potencia.

En caso afirmativo, podremos probar a añadir en paralelo a los 10 pF ya aplicados, los 50 pF y ajustar de nuevo el circuito. Si también en este caso se obtiene un aumento de potencia, se probará a insertar la capacidad mayor, esto es, los 100 pF.

Si con esa capacidad disminuye la potencia, dejaremos los 50 pF. De lo contrario probaremos la máxima capacidad de 150 pF.