



República Federativa do Brasil
Ministério da Indústria, Comércio Exterior
e Serviços
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(11) PI 0615402-6 B1

(22) Data do Depósito: 18/08/2006

(45) Data de Concessão: 29/05/2018



(54) Título: INDUTOR INTEGRADO VARIÁVEL, MÉTODO PARA FABRICAR UM INDUTOR INTEGRADO COMUTADO, RADIOTRANSCEPTOR MULTI-BANDA, E, DISPOSITIVO DE COMUNICAÇÃO SEM FIO

(51) Int.Cl.: H01F 17/00

(30) Prioridade Unionista: 29/08/2005 US 11/214,076

(73) Titular(es): TELEFONAKTIEBOLAGET LM ERICSSON (PUBL)

(72) Inventor(es): THOMAS MATTSSON

“INDUTOR INTEGRADO VARIÁVEL, MÉTODO PARA FABRICAR UM INDUTOR INTEGRADO COMUTADO, RADIOTRANSECTOR MULTI-BANDA, E, DISPOSITIVO DE COMUNICAÇÃO SEM FIO”

FUNDAMENTOS

[0001] A presente invenção relaciona-se a um indutor integrado variável que possui um valor de indutância que pode ser comutado entre dois ou mais valores. Em uma aplicação, o indutor integrado variável é usado em um oscilador controlado por tensão (VCO) que é do tipo que pode ser usado em um radiotransceptor de RF multi-banda (por exemplo, dispositivos de comunicação sem fio, tais como telefones móveis, radiolocalizadores, computadores laptop, assistentes digitais pessoais (PDA) e similares). Em outras aplicações, o indutor integrado variável pode ser usado em uma carga de amplificador sintonizado, uma rede de casamentos de impedância, um oscilador controlado digitalmente ou qualquer tipo de rede LC de frequência seletiva.

DESCRIÇÃO DA TÉCNICA RELACIONADA

[0002] Referindo-se à Figura 1 (técnica anterior) há um diagrama de blocos que ilustra os componentes básicos de um radiotransceptor multi-banda de conversão direta tradicional 100 (por exemplo, dispositivo de comunicação sem fio 100). O radiotransceptor multi-banda 100 mostrado inclui uma antena 102, uma unidade de transmissão/recepção (T/R) 104, um trajeto de recepção 106, um trajeto de transmissão 108 e uma unidade de processamento de sinal de banda base 110. O trajeto de recepção 106 inclui um misturador 112 que é usado juntamente com um oscilador controlado por tensão (VCO) 114 para sub converter um sinal de frequência de RF, que é recebido pela antena 102, para uma frequência mais baixa que é adequada para processamento de sinal adicional na unidade de processamento de sinal de banda base 110. O trajeto de transmissão 108 inclui um misturador 116 que é usado juntamente com um VCO 118 para sobre converter um sinal de banda base, que é recebido da unidade de processamento de sinal de banda base 110, para uma frequência mais alta, antes de ser transmitido pela antena 102. Uma vez que a frequência de RF (f_{RF}) do sinal recebido e do sinal

transmitido podem variar ao longo de uma faixa muito ampla (mais do que um fator de 2) o radiotransceptor multi-banda 100 requer que ambos VCO 114 e 118 sejam sintonizáveis através de uma ampla faixa de frequência.

[0003] Este tipo de arquitetura para o radiotransceptor multi-banda 100 tem funcionado bem no passado. Entretanto, hoje estão sendo requeridas soluções de radiotransceptor integrado que possam cobrir mais e mais faixas de frequência para suportar mais arquiteturas de rádio multi-banda e multi-padrão. Esta funcionalidade expandida tem sido difícil de satisfazer porque os VCO 114 e 118 mostrados na Figura 1 possuem uma faixa de sintonia limitada. É provida uma discussão a seguir, para explicar porque os VCO 114 e 118 apresentam uma faixa de sintonia limitada.

[0004] Os VCO 114 e 118 possuem uma frequência de oscilação (f_0) que é ajustada por um circuito ressonante LC 120 que contém um indutor fixo 121 e um capacitor variável 123 que são conectados em paralelo. A frequência de oscilação (f_0) é dada pela seguinte equação:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \text{Equação No. 1}$$

[0005] Como o valor do indutor 121 é fixo, isto significa que a faixa de sintonia do circuito ressonante LC 120 é limitada à relação de capacitância que pode ser obtida ajustando o capacitor variável 123 (isto é, varicap 123 e chave de capacitância 123). A faixa de sintonia limitada da rede LC 120 não é somente um problema com os transceptores rádio multi-banda 100. É também um problema com outros tipos de rede LC de frequência seletiva que podem ser, por exemplo, usados em cargas de amplificador sintonizado e redes de casamento de impedância. Um número de soluções que têm sido usadas no passado para equacionar este problema são descritas a seguir com respeito às Figura 2-5.

[0006] Referindo-se à Figura 2 (técnica anterior), há um diagrama de blocos de um VCO dual 200 que possui dois VCO 202a e 202b que estão ambos conectados a um multiplexador 204. Cada VCO 202a e 202b possui um circuito ressonante LC 206a e 206b que contém um indutor fixo 205 e um capacitor variável 207, que estão conectados um ao outro em paralelo. Neste caso, o VCO dual 200 possui uma faixa

de frequência total de V_{out} que é composta de suas sub-faixas V_{out1} e V_{out2} que são emitidas pelos VCO 202a e 202b. Embora o VCO dual 200 seja relativamente fácil de implementar, este utiliza mais de duas vezes a área de silício que é usada para fazer o VCO 114 (por exemplo) mostrado na Figura 1. Isto não é desejável.

[0007] Referindo-se à Figura 3 (TÉCNICA ANTERIOR), há um diagrama de blocos de um VCO 300 que é conectado a um divisor 302. O VCO 300 possui um circuito ressonante LC 304 que contém um indutor fixo 305 e um capacitor variável 307 que estão conectados um ao outro em paralelo. A adição do divisor 302 na saída do VCO 300 onde a relação de divisão pode ser ajustada para valores inteiros diferentes para diferentes bandas de frequência de saída, efetivamente diminui as exigências de faixa de sintonia no VCO 300. Entretanto, a adição do divisor 302 causa um aumento significativo no consumo de corrente, especialmente se as exigências de ruído de fase são restritivas. E a adição do divisor 302 aumenta a área total usada no chip. Ainda mais, com a adição do divisor 302, é frequentemente difícil gerar sinais de saída em quadratura para relações de divisor que não são múltiplas de 2. Nenhuma destas características é desejável.

[0008] Referindo-se à Figura 4 (TÉCNICA ANTERIOR), há um diagrama de blocos de um esquema de geração de frequência de realimentação complexa que foi usado para implementar uma divisão fracionária do sinal de saída de um VCO 400. Neste esquema, o VCO 400 possui um circuito ressonante do tipo LC 402 que contém um indutor fixo 403 e um capacitor variável 405 que estão conectados um ao outro em paralelo. E o sinal de saída do VCO é inserido em um misturador 404 que mistura aquele sinal com um sinal que passou através de um misturador 404 e foi dividido por um inteiro N em um divisor 406. As deficiências deste esquema são que este consome mais corrente e toma mais espaço no chip que qualquer uma das soluções prévias mostradas nas Figuras 2-3.

[0009] Referindo-se à Figura 5 (TÉCNICA ANTERIOR), há um diagrama de blocos de um esquema de geração de frequência de alimentação direta que também tem sido usada para implementar uma divisão fracionário do sinal de saída do VCO 500. Neste esquema, o VCO 500 possui um circuito ressonante 502 que contém um

indutor fixo 503 e um capacitor variável 505 que são conectados um ao outro em paralelo. E o sinal de saída do VCO é inserido em um misturador 504 e um divisor 506. O divisor 506 funciona para dividir o sinal de saída por um inteiro N e então inserir o sinal dividido no misturador 504. O misturador 504 então mistura ambos sinal de saída original e sinal de saída dividido e emite o sinal V_{out} . Este esquema tem as mesmas deficiências do esquema de realimentação mostrado na Figura 4 pois consome mais corrente e gasta mais espaço no chip do que qualquer uma das soluções prévias mostradas nas Figuras 2 - 3.

[0010] Consequentemente, pode ser visto que tem havido e há uma necessidade de uma nova solução que possa ser usada para aumentar a faixa de sintonia de um VCO. Esta nova solução não deveria sofrer as desvantagens e deficiências anteriormente mencionadas que estão associadas às soluções tradicionais. O indutor integrado variável da presente invenção é tal solução.

BREVE DESCRIÇÃO DA INVENÇÃO

[0011] A presente invenção inclui um indutor integrado variável que possui um valor de indutância que pode ser comutado entre dois ou mais valores. Na realização preferida, o indutor integrado variável inclui um indutor primário multi-malha que é eletromagneticamente acoplado a um par de indutores secundários. Os indutores secundários são conectados um ao outro para formar um circuito fechado dentro do qual os indutores secundários possuem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo, no sentido de mudar um valor de indutância que é emitido pelo indutor primário multi-malha. Em uma aplicação, o indutor integrado variável é usado em um oscilador controlado por tensão (VCO) que é do tipo que pode ser usado em um radiotransceptor de RF multi-banda (por exemplo, dispositivo de comunicação sem fio). Em outras aplicações, o indutor integrado variável pode ser usado em uma carda de amplificador sintonizado, uma rede de casamento de impedância, um oscilador controlado digitalmente ou qualquer outro tipo de rede LC de frequência seletiva.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

[0012] Um entendimento mais completo da presente invenção pode ser obtido

pela referência à descrição detalhada seguinte, quando considerada em conjunto com os desenhos que a acompanham, nos quais:

[0013] Figura 1 (TÉCNICA ANTERIOR) é um diagrama de blocos que ilustra os componentes básicos de um radiotransceptor multi-banda tradicional;

[0014] Figura 2 (TÉCNICA ANTERIOR) é um diagrama de blocos que ilustra um tipo de VCO que poderia ser usado no radiotransceptor multi-banda mostrado na Figura 1;

[0015] Figura 3 (TÉCNICA ANTERIOR) é um diagrama de blocos que ilustra um outro tipo de VCO que poderia ser usado no radiotransceptor multi-banda mostrado na Figura 1;

[0016] Figura 4 (TÉCNICA ANTERIOR) é um diagrama de blocos que ilustra ainda um outro tipo de VCO que poderia ser usado no radiotransceptor multi-banda mostrado na Figura 1;

[0017] Figura 5 (TÉCNICA ANTERIOR) é um diagrama de blocos que ilustra também ainda um outro tipo de VCO que poderia ser usado no radiotransceptor multi-banda mostrado na Figura 1;

[0018] Figura 6 é um diagrama de blocos que ilustra um VCO que possui um circuito ressonante LC que inclui um indutor integrado variável e um capacitor variável de acordo com a presente invenção;

[0019] Figura 7 é um esquemático do indutor integrado variável mostrado na Figura 6 no qual um indutor primário é eletromagneticamente acoplado a um par de indutores secundários e os indutores secundários são conectados em série, de acordo com a presente invenção;

[0020] Figura 8 é um esquemático do indutor integrado variável mostrado na Figura 6 no qual um indutor primário é eletromagneticamente acoplado a um par de indutores secundários e os indutores secundários são conectados em paralelo, de acordo com a presente invenção;

[0021] Figura 9 é um diagrama que ilustra um indutor primário na forma da Figura 8 de espira única, que pode ser usado juntamente com indutores secundários (não mostrados) para tornar o indutor integrado variável de acordo com a presente

invenção;

[0022] Figura 10 é um diagrama de blocos de um indutor integrado variável exemplar que tem um indutor primário na forma da Figura 8 de espira única que é eletromagneticamente acoplado a dois indutores secundários que estão conectados um ao outro em série, de acordo com a presente invenção;

[0023] Figura 11 é um diagrama de blocos de um indutor integrado variável exemplar que tem um indutor primário na forma da Figura 8 de espira única que é eletromagneticamente acoplado a dois indutores secundários que estão conectados um ao outro em paralelo, de acordo com a presente invenção;

[0024] Figura 12 é um diagrama de blocos de um indutor integrado variável exemplar que tem um indutor primário na forma da Figura 8 de espira dupla que é eletromagneticamente acoplado a dois indutores secundários de acordo com a presente invenção;

[0025] Figura 13 é um diagrama de blocos de um indutor integrado variável exemplar que tem um indutor primário na forma de trevo que é eletromagneticamente acoplado a quatro indutores secundários de acordo com a presente invenção;

[0026] Figura 14 é um diagrama de blocos que ilustra os componentes básicos de um radiotransceptor multi-banda que incorpora dois indutores integrados variáveis como os mostrados nas Figuras 6-12 de acordo com a presente invenção;

e

[0027] Figura 15 é um fluxograma ilustrando as etapas básicas de um método para fabricar o indutor integrado variável de acordo com a presente invenção.

DESCRIÇÃO DETALHADA DOS DESENHOS

[0028] Referindo-se à Figura 6, há um diagrama de blocos ilustrando um VCO 600 que possui um circuito ressonante 602 que inclui um indutor integrado variável 604 (presente invenção) e um capacitor variável 606. O indutor integrado variável 604 implementa uma técnica de comutação indutiva única que é descrita abaixo, a qual habilita sua indutância a ser comutada entre dois ou mais valores. Como resultado, o VCO 600 e o capacitor variável 606 possui uma faixa de sintonia que

pode ser estendida utilizando ambas comutação indutiva e comutação capacitiva (ver Equação No. 1). No passado, a faixa de sintonia estendida não era possível, devido ao VCO tradicional 114 (por exemplo) ter uma faixa de sintonia que poderia ser mudada somente usando apenas comutação capacitiva (via capacitor variável 123) uma vez que o indutor 121 foi fixo (ver Figura 1).

[0029] O indutor integrado variável 604 implementa esta técnica de comutação indutiva única adicionando um número de indutores secundários na mesma área de chip como um indutor primário (ver Figuras 10-13). Os indutores secundários não estão fisicamente conectados ao indutor primário, mas ao invés disso são eletromagneticamente acoplados ao indutor primário. E os próprios indutores secundários podem ser conectados um ao outro em diferentes configurações/topologias, e então se pode mudar a influência que os indutores secundários têm no indutor primário. Em particular, pode-se comutar a configuração/topologia dos indutores secundários e mudar um valor da indutância total que é emitida pelo indutor primário.

[0030] Não é uma tarefa simples adicionar novos componentes como os indutores secundários a um indutor, porque aqueles novos componentes introduzem novos elementos parasíticos que podem degradar o fator de qualidade do indutor. Para evitar este problema, a realização preferida da presente invenção usa dois indutores secundários L_{21} e L_{22} que são eletromagneticamente acoplados e não fisicamente acoplados a um indutor primário L_1 (ver Figuras 7 - 8). Os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} deveriam ter indutâncias idênticas e deveriam ter acoplamentos idênticos com o indutor primário L_1 . Em adição, os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} deveriam ter coeficientes de acoplamento k com sinais opostos. Deste modo, a indutância equivalente resultante das três estruturas acopladas eletromagneticamente L_1 , L_{21} e L_{22} depende de como os dois dispositivos secundários L_{21} e L_{22} são conectados um ao outro.

[0031] Se os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} são conectados em série conforme exibido na Figura 7, então os efeitos dos dois indutores secundários L_{21} e L_{22} cancelam um ao outro devido aos sinais opostos dos coeficientes de

acoplamento k e $-k$. Neste caso, nenhuma corrente fluirá no lado que possui os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} e a indutância e fator Q do indutor primário L_1 permanecerão não afetadas, como indicado pela seguinte equação:

$$L_{TOT} = L_1 \quad \text{Equação No. 2}$$

[0032] Entretanto, quando os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} são conectados em paralelo conforme exibido na Figura 8, não há mais um efeito de cancelamento. O valor de indutância resultante do indutor primário L_1 diminuirá até um novo valor L_{TOT} que depende da magnitude do coeficiente de acoplamento k , conforme indicado na seguinte equação:

$$L_{TOT} = L_1 \cdot (1 - 2 \cdot k^2) \quad \text{Equação No. 3}$$

[0033] Nesta topologia, o fator Q global do indutor integrado variável 604 também diminuirá devido ao fato de que a resistência de perda não é reduzida da mesma quantidade que o valor da indutância. Como pode ser visto nas Figuras 7 e 8, os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} estão sempre conectados um ao outro para formar o circuito fechado é a única topologia dentro deste circuito fechado que pode ser modificada conectando-os em série ou paralelo.

[0034] Na realização preferida, os indutores integrados L_1 , L_{21} e L_{22} são implementados como traços de metal no topo de um substrato de semicondutor (chip). Todos os parâmetros de desempenho importantes como o valor da indutância, o fator Q e o acoplamento eletromagnético com outras estruturas de metal, são definidos pelas propriedades geométricas do esboço do indutor, juntamente com as propriedades do material do substrato. Como tal, é importante dimensionar e desenhar adequadamente os traços de metal que são utilizados para confeccionar os indutores integrados L_1 , L_{21} e L_{22} . É provida uma descrição a seguir sobre alguns desenhos diferentes que podem ser usados para confeccionar os indutores integrados L_1 , L_{21} e L_{22} .

[0035] Referindo-se à Figura 9, é ilustrado um diagrama de blocos que mostra um esboço de um indutor primário L_1 de espira única na forma da Figura 8. Neste exemplo, o indutor primário L_1 tem a forma de uma estrutura na forma da Figura 8 de espira única com uma malha superior 902 e uma malha inferior 904. Em virtude da

forma da Figura 8, a corrente na malha superior 902 viaja em uma direção (por exemplo, sentido horário, ver setas) que é oposta à corrente na malha inferior 904 (por exemplo, sentido anti-horário, ver setas). Como resultado, a geometria da Figura 8 tem as vantagens de que os campos magnéticos 906 e 908 emitidos a partir das duas sub malhas 902 e 904 possuem direções opostas. E isto significa que os campos magnéticos 906 e 908 que emanam a uma certa distância do indutor primário L_1 tendem a contrabalançar um ao outro, de modo a reduzir o efeito de campo distante que o indutor primário L_1 pode ter em outros componentes (para mais detalhes sobre esta vantagem, ver Pedido de Patente US Série No. 10.919.130 co-pendente). Uma outra vantagem deste esboço simétrico para o indutor primário L_1 é que este é bem adequado para implementar a técnica de comutação indutiva da presente invenção, conforme discutido a seguir.

[0036] Referindo-se à Figura 10, é ilustrado um diagrama de blocos de um indutor integrado variável típico 604 que mostra dois indutores secundários L_{21} e L_{22} que são eletromagneticamente acoplados ao indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira única, de acordo com a presente invenção. Uma chave 1002 no centro é mantida aberta, resultando em uma conexão em série de circuito fechado dos dois indutores secundários L_{21} e L_{22} . Por exemplo, a chave 1002 pode ser um grande transistor de metal óxido semiconductor (MOS) 1002 que pode ser controlado por software. A simetria plena de esboço entre os indutores L_1 , L_{21} e L_{22} garante que os coeficientes de acoplamento k dos dois indutores secundários L_{21} e L_{22} são idênticos em magnitude. E a forma da Figura 8 simétrica do indutor primário L_1 assegura automaticamente que os coeficientes de acoplamento k dos dois indutores secundários L_{21} e L_{22} possuam sinais opostos. Isto é devido ao fato de que o indutor primário L_1 possui duas sub malhas 902 e 904 que possuem campos magnéticos opostos 906 e 908. Como resultado, o indutor integrado variável 604 nesta configuração funciona como o circuito mostrado na Figura 7 e a indutância total L_{TOT} é igual a indutância do indutor primário L_1 .

[0037] Referindo-se à Figura 11, é ilustrado um diagrama de blocos do indutor

integrado variável típico 604 mostrado na Figura 10, onde a chave 1002 está fechada e assim os dois indutores secundários L_{21} e L_{22} estão conectados em paralelo. Novamente, a simetria plena de esboço entre os indutores L_1 , L_{21} e L_{22} garante que os coeficientes de acoplamento k dos segundos indutores L_{21} e L_{22} são idênticos em magnitude. E as geometrias dos indutores L_1 , L_{21} e L_{22} não mudaram e assim os indutores secundários L_{21} e L_{22} ainda possuem coeficientes de acoplamento k com sinais opostos. Como resultado, o indutor integrado variável 604 nesta configuração funciona como o circuito mostrado na Figura 8 e a indutância total L_{TOT} é reduzida de acordo com a Equação No. 3.

[0038] Referindo-se à Figura 10, é ilustrado um diagrama de blocos de um indutor integrado variável 604' que possui dois indutores secundários L_{21} e L_{22} que são eletromagneticamente acoplados ao indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira dupla, de acordo com uma outra realização da presente invenção. O indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira dupla é muito similar ao indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira única mostrado nas Figuras 10 - 11 em que possui uma malha superior 902 e uma malha inferior 904. Entretanto, o indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira dupla que possui duas espiras tem um fator Q mais baixo e é estruturalmente menor para o mesmo valor de indutância, quando comparado ao indutor primário L_1 na forma da Figura 8 de espira única mostrado nas Figuras 10-11. O mecanismo de comutação 1002 pode ser o mesmo que o mostrado nas Figuras 10 e 11.

[0039] Em ambas realizações do indutor integrado variável 604 e 604', deveria ser notado que, dependendo do esboço real dos indutores L_1 , L_{21} e L_{22} , os valores de indutância dos indutores secundários L_{21} e L_{22} podem diferir ligeiramente entre a configuração em série e a configuração em paralelo. Entretanto, isto não é um problema, desde que os valores de indutância são iguais $L_{21} = L_{22}$ entre os próprios dois indutores secundários L_{21} e L_{22} .

[0040] Embora um par de indutores secundários L_{21} e L_{22} seja mostrado e descrito acima com respeito às Figuras 7-12, é também possível implementar vários

pares de indutores secundários, o que habilita o indutor primário L_1 a emitir mais do que dois valores de indutância. O uso de pares múltiplos de indutores secundários pode ser desejável, uma vez que usar chaves indutivas ao invés de chaves capacitivas para sintonia de frequência é provavelmente menos sensível a diferenças nos parâmetros de processo. Isto é porque as chaves indutivas estão proximamente conectadas à geometria do dispositivo, o que pode ser controlado mais rigidamente. Por exemplo, a magnitude dos coeficientes de acoplamento k pode ser controlada usando ferramentas de corte a laser para mudar a geometria (por exemplo, tamanho, forma) dos indutores secundários em relação ao indutor primário L_1 . As ferramentas de corte a laser podem também ser usadas para substituir a chave a MOS 1002 se for desejado executar uma vez para toda sintonia (sintonia fina) do indutor integrado variável 604 durante a produção para compensar variações de processo em outros componentes que influenciam a frequência do VCO.

[0041] Uma grande variedade de geometrias pode ser utilizada para os indutores integrados variáveis comutados 604 o que implementa pares múltiplos de indutores secundários, desde que estes possam suportar de uma maneira simples sinais opostos para os vários coeficientes de acoplamento k dos indutores secundários. Um tal exemplo é mostrado na Figura 13, este indutor integrado variável 604'' possui um indutor primário L_1 em forma de trevo e quatro indutores secundários L_{21} , L_{22} , L_{23} e L_{24} . Os quatro indutores secundários L_{21} , L_{22} , L_{23} e L_{24} são usados para comutar indutância onde dois dos indutores secundários L_{21} e L_{23} (por exemplo) possuem coeficientes de acoplamento negativos $-k$. O mecanismo de comutação 1002 pode ser o mesmo que o mostrado nas Figuras 10-11.

[0042] Como indicado acima, os indutores integrados variáveis 604, 604' e 604'' podem ser implementados em uma ampla variedade de dispositivos. Por exemplo, dispositivos como cargas de amplificador sintonizadas, redes de casamento de impedância, um oscilador controlado digitalmente ou outros tipos de redes LC de frequência seletiva, podem se beneficiar de incorporar e usar a faixa de sintonia estendida dos indutores integrados variáveis 604, 604' e 604''. Em adição, um

radiotransceptor multi-banda 1400 como o descrito na Figura 14 pode se beneficiar do uso de dois indutores integrados variáveis 604, 604' e 604''.

[0043] Referindo-se à Figura 14, há dados biométricos ilustrando os componentes básicos do radiotransceptor multi-banda 1400 de acordo com a presente invenção. O radiotransceptor multi-banda 1400 (por exemplo, o dispositivo de comunicação sem fio 1400) mostrado, inclui uma antena 1402, uma unidade de transmissão/recepção (T/R)1404, um trajeto de recepção 1406, um trajeto de transmissão 1408 e uma unidade de processamento de sinal de banda base 1410. O trajeto de recepção 1406 inclui um misturador 1412 que é usado juntamente com um VCO 1414 para sub converter um sinal de frequência RF, que é recebido pela antena 1402, para uma frequência mais baixa que é adequada para processamento de sinal adicional na unidade de processamento de sinal de banda base 1410. O trajeto de transmissão 1408 inclui um misturador 1416 que é usado juntamente com um VCO 1418 para sobre converter um sinal de banda base, que é recebido a partir da unidade de processamento de sinal de banda base 1410, até uma frequência mais alta, antes de ser transmitido pela antena 1402.

[0044] O radiotransceptor multi-banda 1400 tem a mesma configuração que o radiotransceptor multi-banda 100 tradicional, exceto que as faixas de sintonia dos VCO 1414 e 1418 são maiores que as faixas de sintonia dos VCO 114 e 118 usados no radiotransceptor multi-banda 100 tradicional.

[0045] Novamente, os VCO 1414 e 1418 possuem uma faixa de sintonia estendida, porque podem usar uma combinação de ambas comutação indutiva (via indutores integrados variáveis 604, 604' e 604'') e comutação capacitiva (via capacitor variável 606). No passado, esta faixa de sintonia estendida não foi possível porque os VCO tradicionais 114 e 118 tinham uma faixa de sintonia que poderia ser mudada usando somente comutação capacitiva (via capacitor variável 123) uma vez que o indutor 121 era fixo (ver Figura 1). Para clareza, a descrição provida aqui sobre o radiotransceptor multi-banda 1400 omite certos detalhes sobre componentes bem conhecidos, que não são necessários para entender a presente invenção.

[0046] Uma outra vantagem associada ao uso dos indutores integrados variáveis

604, 604' e 604'' no radiotransceptor multi-banda 1400 (ou qualquer dispositivo) é que há menos acoplamento mútuo EM entre os VCO 1414 e 1418, isto é, porque cada indutor integrado variável 604, 604' e 604'' é simétrico. E uma vez que cada indutor integrado variável 604, 604' e 604'' consiste de malhas múltiplas simétricas, isto significa que cada uma delas emite campos magnéticos que tendem a se contrabalançar. Como uma consequência, dois indutores integrados variáveis 604, 604' e 604'' podem ser colocados próximo um do outro e orientados de tal modo que a corrente induzida em um indutor integrado variável 604, 604' e 604'' devida ao campo magnético originado do outro indutor integrado variável 604, 604' e 604'' é significativamente reduzida. Para uma discussão mais detalhada sobre esta vantagem e outras vantagens associadas ao uso de um indutor primário simétrico, é feita referência ao Pedido de Patente US Série No. 10.919.130 co-pendente.

[0047] Referindo-se à Figura 15, temos um fluxograma que ilustra as etapas básicas de um método 1500 para fabricar o indutor integrado variável 604, 604' e 604'' de acordo com a presente invenção. Começando na etapa 1502, um indutor primário L_1 multi-malha é formado colocando traços de metal em um chip. Na etapa 1504, um ou mais pares de indutores secundários L_{21} e L_{22} (por exemplo) são formados colocando traços de metal no chip. Conforme discutido acima, os indutores secundários L_{21} e L_{22} são eletromagneticamente acoplados ao indutor primário L_1 multi-malha. E os indutores secundários L_{21} e L_{22} formam um circuito fechado que possui uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo. Na etapa 1506, uma chave 1002 é formada no chip. A chave 1002 é usada para alterar a topologia mutável dos indutores secundários L_{21} e L_{22} e mudar um valor de indutância que é emitido pelo indutor primário L_1 multi-malha.

[0048] A seguir, algumas características e vantagens adicionais associadas à presente invenção:

- Usar um indutor integrado comutável no circuito ressonante VCO estende a faixa de sintonia de frequência além do limite imposto por chaves

capacitivas. Isto torna possível usar um único VCO para cobrir mais faixas em um radiotransceptor multi-banda. Também, a área de chip de um VCO integrado já é relativamente grande, devido ao próprio indutor, e um número reduzido de VCO significa uma redução de custo para o chip do transceptor.

- O indutor integrado comutável possui um valor de indutância que pode ser ajustado para um valor arbitrário (dentro de certos limites) mudando os coeficientes de acoplamento k entre os enrolamentos. A etapa é quase independente de variações de processo uma vez que é determinada principalmente por parâmetros geométricos.

- Os indutores secundários não são galvanicamente conectados ao circuito ressonante. Isto minimiza os efeitos parasíticos e torna mais fácil implementar o elemento de chave, uma vez que pode se aplicar a tensão mais adequada aos enrolamentos secundários.

- A técnica de comutação indutiva pode ser usada para uma grande variedade de esboços de indutor e seu uso não ocupará muito mais área de chip do que a que é usada por um indutor tradicional.

- A técnica de comutação indutiva pode ser aplicada, e assim os esboços de indutor terão acoplamento eletromagnético reduzido com outros condutores que estão no chip ou fora do chip.

- Os indutores secundários podem introduzir perdas adicionais quando estão em conexão paralelo no estado de indutância baixa. E como consequência o fator de qualidade do indutor pode cair e o desempenho de ruído de fase do VCO pode ser reduzido. Entretanto, isto pode ser compensado facilmente por fornecimento de corrente aumentado em aplicações em que as exigências de ruído de fase são restritivas.

- No caso, aquelas variações no processo de fabricação resultam em um VCO (que contém o indutor integrado variável) que possui uma frequência de oscilação que é baixa demais, então um refinamento da produção dos indutores pode ser executado para aumentar a frequência de oscilação até um valor aceitável.

[0049] Embora várias realizações da presente invenção tenham sido ilustradas

nos Desenhos que a acompanham e descritos na Descrição Detalhada precedente, deveria ser entendido que a invenção não está limitada às realizações descritas, mas é capaz de numerosos rearranjos, modificações e substituições, sem se afastar do espírito da invenção, conforme relatado e definido pelas reivindicações seguintes.

REIVINDICAÇÕES

1. Indutor integrado variável (604), caracterizado pelo fato de compreender:

um indutor primário multi-malha (L_1); e

um par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) eletromagneticamente acoplados ao dito indutor primário multi-malha, ditos indutores secundários (L_{21} , L_{22}) sendo conectados um ao outro para formar um circuito fechado dentro do qual os ditos indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possuem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

2. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possuem a conexão em série e então não há mudança no valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

3. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que, quando o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possui a conexão em paralelo, então há um decréscimo no valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

4. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) inclui um indutor secundário que tem uma indutância predeterminada e um coeficiente de acoplamento positivo k e um outro indutor secundário que tem uma indutância predeterminada e um coeficiente de acoplamento negativo $-k$.

5. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor primário multi-malha (L_1) simétrico.

6. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor na forma da figura 8 de espira única, que possui duas sub malhas (902, 904) das quais a primeira sub malha tem um campo magnético em uma direção e a segunda

sub malha tem um campo magnético em uma direção oposta.

7. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor em forma de trevo.

8. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor na forma da figura 8 de espira dupla.

9. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de compreender adicionalmente pares múltiplos de indutores secundários (L_{21} , L_{22} , L_{23} , L_{24}) que são usados para aumentar um número de valores de indutância possíveis (L_{TOT}) que podem ser emitidos pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

10. Indutor integrado variável (604), de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) e o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) são usados em um dos seguintes dispositivos selecionados:

- um oscilador controlado por tensão (600);
- uma carga de amplificador sintonizado;
- um oscilador controlado digitalmente;
- uma rede de casamento de impedância; e
- uma rede LC seletiva de frequência.

11. Método para fabricar um indutor integrado variável comutado, caracterizado pelo fato de compreender as etapas (1500, 1502, 1504, 1506) de:

- formar um indutor primário multi-malha (L_1) em um chip;
- formar um par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) no chip, de tal modo

que:

dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) são eletromagneticamente acoplados ao dito indutor primário multi-malha (L_1); e

dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) formam um circuito fechado que possui uma topologia comutável; e

formar uma chave (1002) no dito chip, dita chave sendo usada para mudar a topologia comutável do dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) para uma conexão em série ou uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância que é emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

12. Método, de acordo com a reivindicação 11, caracterizado pelo fato de que a dita chave (1002) está em uma posição aberta e então o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possui a conexão em série, o que não causa uma mudança no valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

13. Método, de acordo com a reivindicação 11, caracterizado pelo fato de que a dita chave (1002) está em uma posição fechada e então o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possui a conexão em paralelo, o que causa um decréscimo no valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito indutor primário multi-malha (L_1).

14. Método, de acordo com a reivindicação 11, caracterizado pelo fato de que o dito par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) inclui um indutor secundário que tem uma indutância predeterminada e um coeficiente de acoplamento positivo k e um outro indutor secundário que tem uma indutância predeterminada e um coeficiente de acoplamento negativo $-k$.

15. Método, de acordo com a reivindicação 11, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor primário multi-malha (L_1) simétrico.

16. Método, de acordo com a reivindicação 15, caracterizado pelo fato de que o dito indutor primário multi-malha (L_1) é um indutor na forma da figura 8 de espira única, que possui duas sub malhas (902, 904) das quais a primeira sub malha tem um campo magnético em uma direção e a segunda sub malha tem um campo magnético em uma direção oposta.

17. Radiotransceptor multi-banda (1400), caracterizado pelo fato de compreender:

um trajeto de recepção (1406) incorporando um primeiro oscilador controlado por tensão (1414) que inclui:

um primeiro capacitor variável; e

um primeiro indutor integrado variável, onde o dito primeiro indutor integrado variável inclui:

um primeiro indutor primário multi-malha (L_1); e

um primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}), eletromagneticamente acoplados ao dito primeiro indutor primário multi-malha (L_1), dito primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) sendo conectados um ao outro para formar um circuito fechado dentro do qual dito primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) tem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito primeiro indutor primário multi-malha (L_1); e

um trajeto de transmissão (1408) incorporando um segundo oscilador controlado por tensão (1418) que inclui:

um segundo capacitor variável; e

um segundo indutor integrado variável, onde o dito primeiro segundo indutor integrado variável inclui:

um segundo indutor primário multi-malha (L_1); e

um segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}), eletromagneticamente acoplados ao dito segundo indutor primário multi-malha (L_1), dito segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) sendo conectados um ao outro para formar um circuito fechado dentro do qual dito segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) tem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito segundo indutor primário multi-malha (L_1).

18. Radiotransceptor multi-banda, de acordo com a reivindicação 17, caracterizado pelo fato de que dito primeiro indutor integrado variável possui um esboço multi-malha simétrico que reduz o acoplamento eletromagnético para o dito segundo indutor integrado variável e vice-versa.

19. Radiotransceptor multi-banda, de acordo com a reivindicação 17, caracterizado pelo fato de que, quando um dos ditos pares de indutores secundários

(L_{21} , L_{22}) possui a conexão em série então não há mudança no valor de indutância que é emitido (L_{TOT}) pelo indutor primário multi-malha (L_1) correspondente.

20. Radiotransceptor multi-banda, de acordo com a reivindicação 17, caracterizado pelo fato de que, quando um dos ditos pares de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) possui a conexão em paralelo então há um decréscimo no valor da indutância que é emitido (L_{TOT}) pelo indutor primário multi-malha (L_1) correspondente.

21. Dispositivo de comunicação sem fio (1400), caracterizado pelo fato de compreender:

um trajeto de recepção incorporando um primeiro oscilador controlado por tensão que inclui:

um primeiro capacitor variável; e

um primeiro indutor integrado variável simétrico, onde o dito primeiro indutor integrado variável simétrico inclui:

um primeiro indutor primário multi-malha (L_1); e

um primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}), eletromagneticamente acoplados ao dito primeiro indutor primário multi-malha (L_1), dito primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) sendo conectados um ao outro para formar um circuito fechado dentro do qual dito primeiro par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) tem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito primeiro indutor primário multi-malha (L_1); e

um trajeto de transmissão incorporando um segundo oscilador controlado por tensão que inclui:

um segundo capacitor variável; e

um segundo indutor integrado variável simétrico, onde o dito segundo indutor integrado variável simétrico inclui:

um segundo indutor primário multi-malha (L_1); e

um segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}), eletromagneticamente acoplados ao dito segundo indutor primário multi-malha (L_1), dito segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) sendo conectados um ao outro

para formar um circuito fechado dentro do qual dito segundo par de indutores secundários (L_{21} , L_{22}) tem uma topologia mutável que pode ser comutada entre uma conexão em série e uma conexão em paralelo para mudar um valor de indutância emitido (L_{TOT}) pelo dito segundo indutor primário multi-malha (L_1).

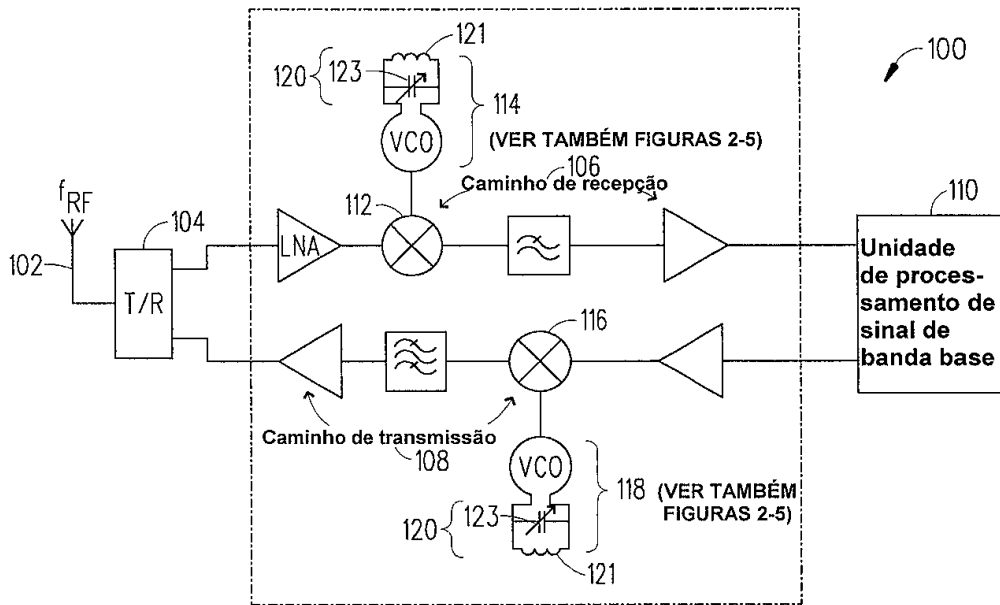


FIG. 1 (TÉCNICA ANTERIOR)

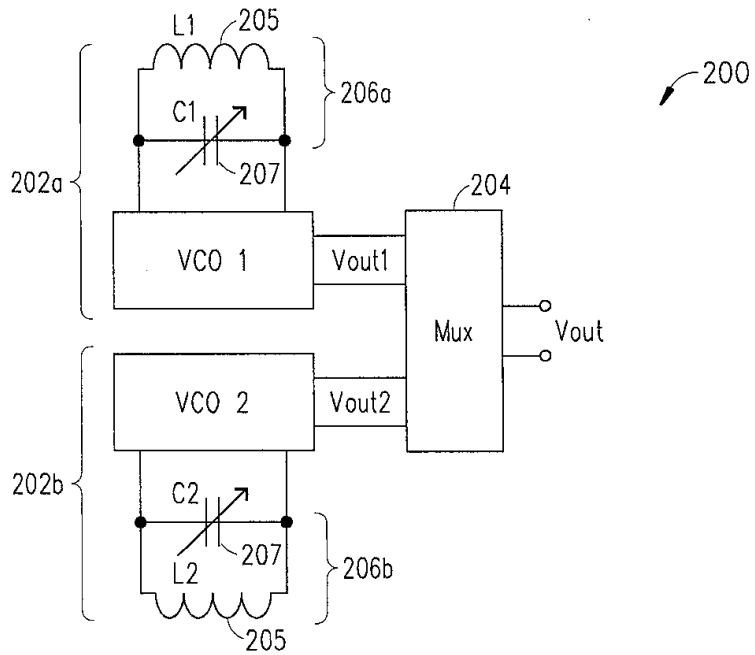


FIG. 2 (TÉCNICA ANTERIOR)

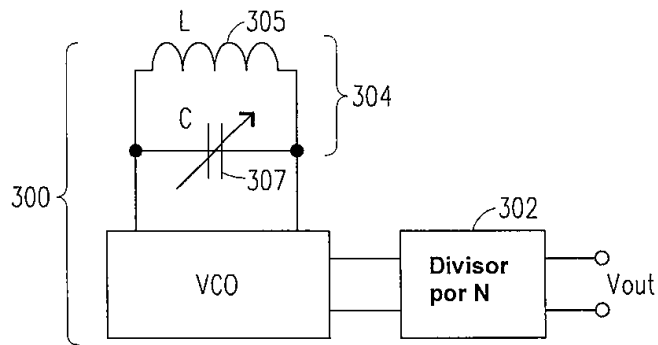


FIG. 3 (TÉCNICA ANTERIOR)

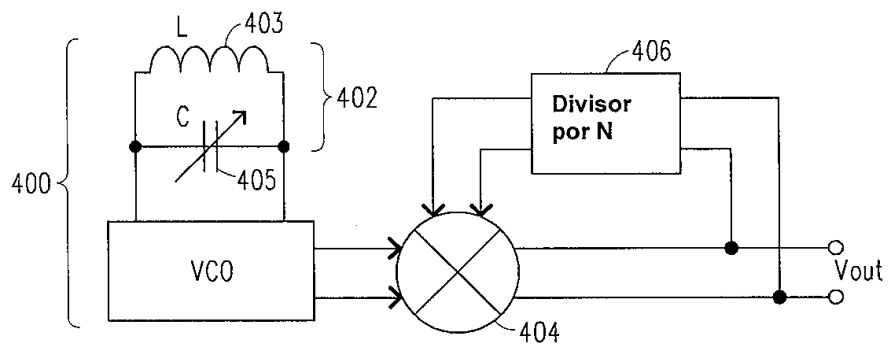


FIG. 4 (TÉCNICA ANTERIOR)

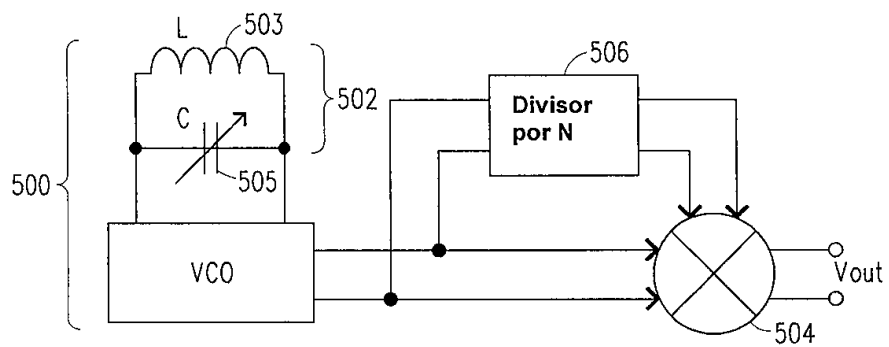


FIG. 5 (TÉCNICA ANTERIOR)

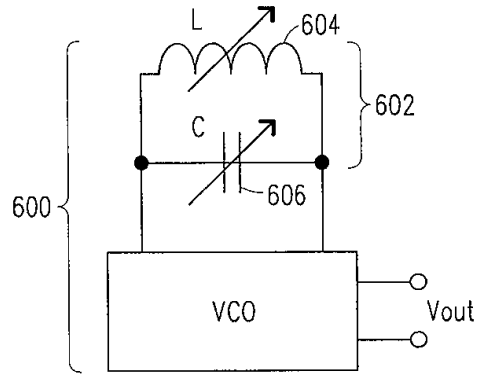


FIG. 6

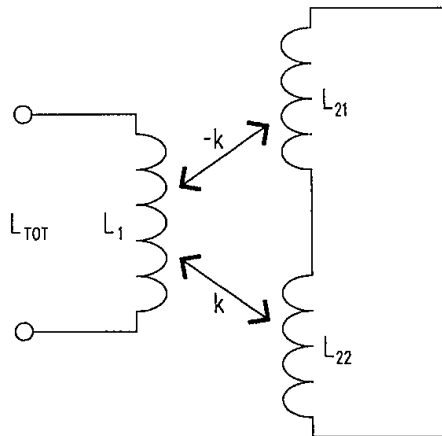


FIG. 7

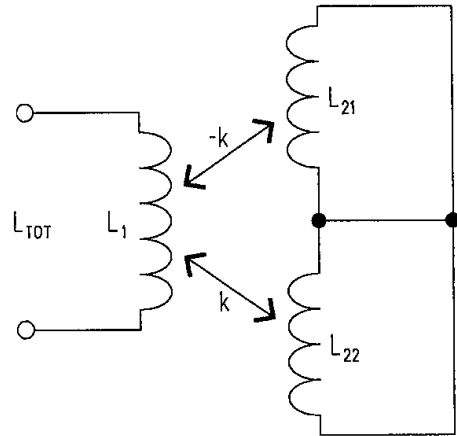


FIG. 8

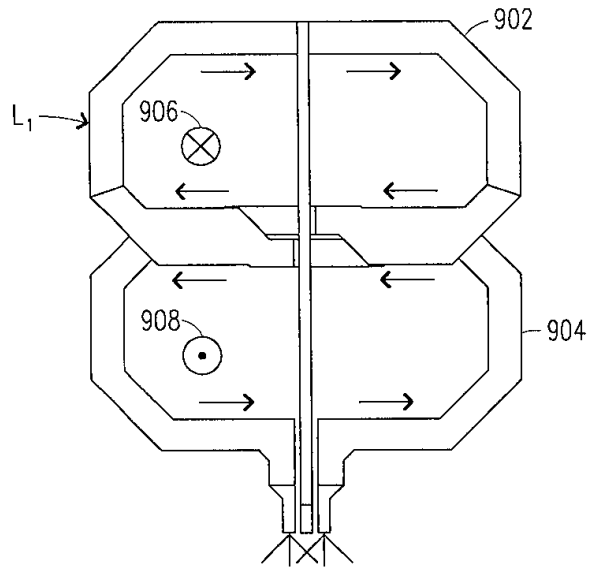


FIG. 9

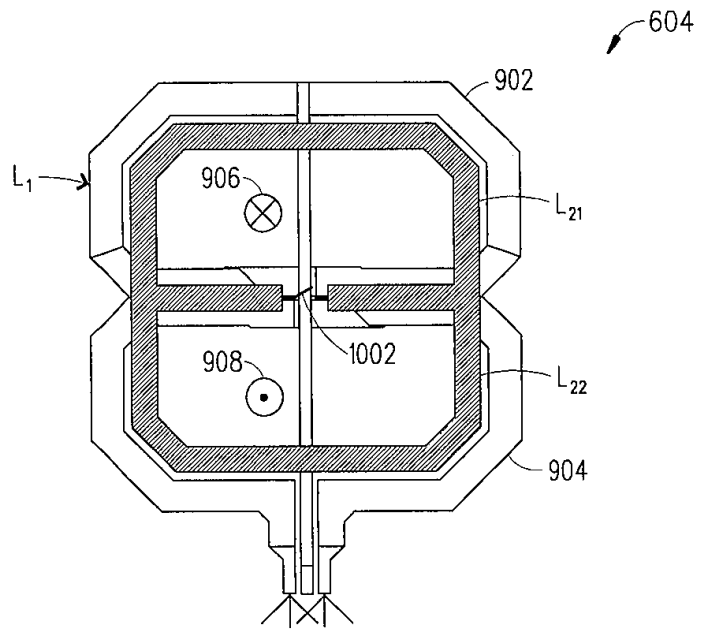


FIG. 10

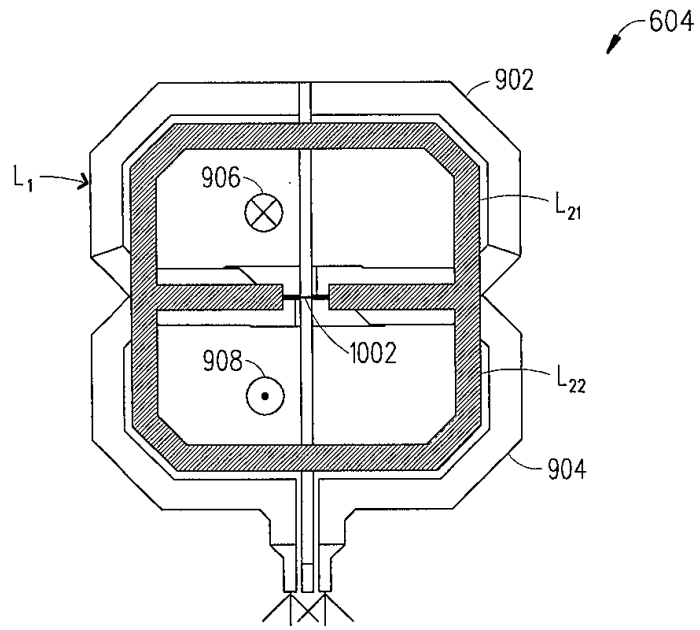


FIG. 11

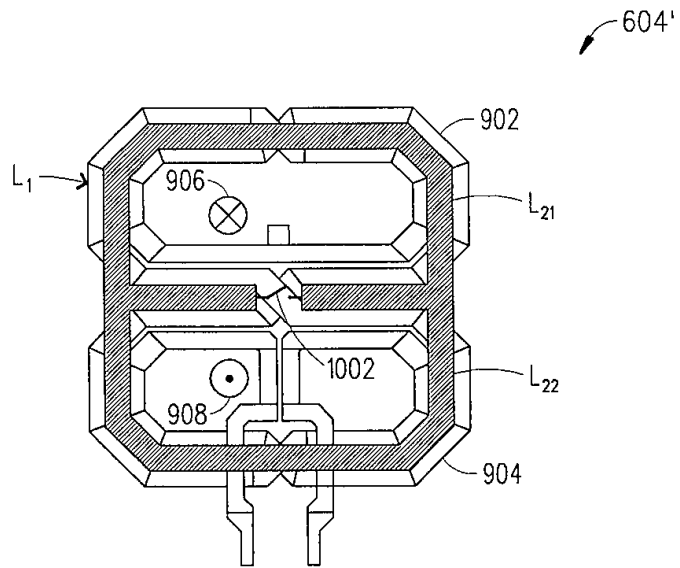


FIG. 12

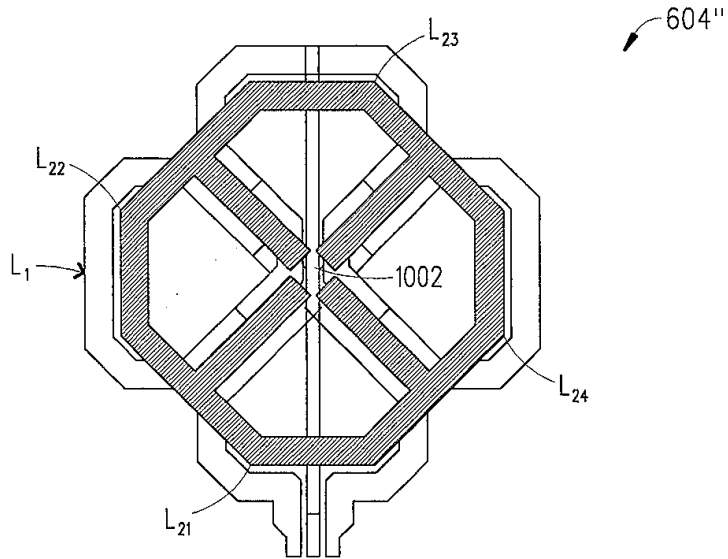


FIG. 13

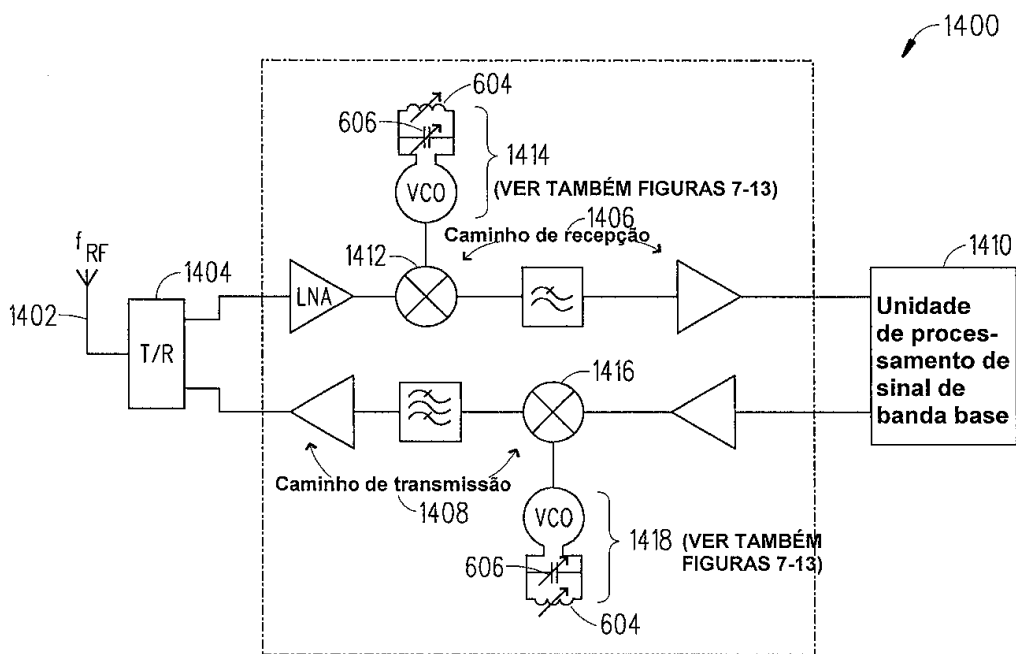


FIG. 14

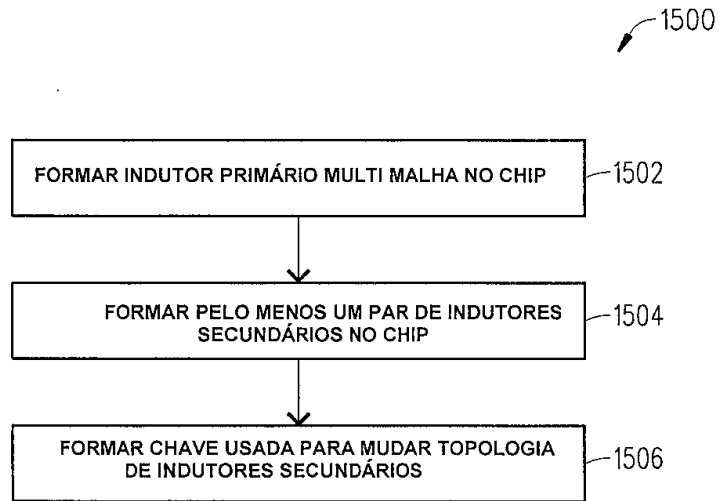


FIG. 15