

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H03F 3/217 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01820339.6

[45] 授权公告日 2007 年 1 月 17 日

[11] 授权公告号 CN 1295865C

[22] 申请日 2001.10.9 [21] 申请号 01820339.6

[30] 优先权

[32] 2000.10.10 [33] US [31] 60/239,473

[86] 国际申请 PCT/US2001/031808 2001.10.9

[87] 国际公布 WO2002/031966 英 2002.4.18

[85] 进入国家阶段日期 2003.6.10

[73] 专利权人 加利福尼亚技术协会

地址 美国加利福尼亚

[72] 发明人 斯科特·戴维·基 青木一朗

赛德-阿里·赫杰米里

戴维·拉特利奇

[56] 参考文献

US4772856A 1988.9.20 H03F3/217

WO9952206A1 1999.10.14 H03F3/217

US5327337A 1994.7.5 H02M3/337

CN1080781A 1994.1.12 H01J65/04

审查员 史永良

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 蹇 炜

权利要求书 6 页 说明书 21 页 附图 11 页

[54] 发明名称

E/F 类开关功率放大器

[57] 摘要

本发明公开了一个新的开关放大器类族，称作“E/F 类放大器”。这些放大器通常其特征在于：它们使用零电压转换 (ZVS) 相位校正技术，以消除通常与作为在 E 类放大器中使用的开关设备的固有电容有关的损耗，通过在选择的谐波给出 F^{-1} 类阻抗，以及在其余的谐波给出 E 类阻抗，与一个负载网络一起用于改善电压和电流波形。本发明公开了用于实现上述性能的若干拓扑结构和特定的电路实施例。

1. 一种高效率开关功率放大器，用于放大具有至少一个基频的高频输入信号，并且适合于驱动负载，包括：

(a) 高速有源器件，其包括：

转换部件，其基本上起开关作用，和
与该转换部件并行的寄生电容 C_{out} ；和

(b) 连接到该有源器件的混合E / F类负载网络，其中该混合E / F类负载网络配置成向所述转换元件提供：

- (i)在基频工作时基本为电感性的负载；
- (ii)在基频的预定数目的偶次谐波上的基本开路；
- (iii)在基频的预定数目的奇次谐波上的基本短路；和
- (iv)在其余的谐波上基本上为电容性的阻抗负载。

2. 根据权利要求1的放大器，其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中的所有的谐波频率上向该转换部件提供：

(i)在每个基频的预定数目 N_E 的偶次谐波、直至第N次谐波上的基本开路；

(iii) 在每个基频的预定数目 N_O 的奇次谐波、直至第N次谐波上的基本短路；和

(iv)在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性的阻抗负载，其中 $N \geq 3$ 和 $1 \leq N_E + N_O \leq N-2$ 。

3. 根据权利要求2的放大器，其中如果 $N_E = 1$ ，那么 $N_O > 0$ 。

4. 根据权利要求2的放大器，其中所述混合E / F类负载网络包括具有一个输入端口和一个输出端口的双端口滤波网络，该输入端口连接到该有源器件，以及该输出端口连接到该负载。

5. 根据权利要求1的开关功率放大器，进一步包括：

(a)高速有源器件，其包括：

转换部件，其基本上起一个开关作用，和
与该转换部件并行的寄生电容 C_{out} ；和

(b)连接到该有源器件的混合式E / F类负载网络，其中该网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中的所有的谐波频率上向该转换元件提供：

(i)在每个工作基频上基本上为电感性的负载，其导致该有源器件基本上为零电压转换操作；

(ii)在每个基频的预先确定数目 N_E 的偶次谐波上、阻抗值基本上大于 $1/(2\pi f C_s)$ 的阻抗；

(iii) 在每个基频的预先确定数目 N_O 的奇次谐波上、阻抗值基本上小于 $1/(2\pi f C_s)$ 的阻抗；和

(iv)在每个基频的其余的谐波上、阻抗值基本上等于 $1/\omega C_s$ 的阻抗；

其中

$C_s = C_{out} + C_{added}$ ，这里 $C_{added} \geq 0$ ，

并且 $N_E \geq 0$ ， $N_O \geq 0$ ，并且调谐的谐波的总数 $N_E + N_O$ 至少是1，并且小于基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中谐波频率的总数。

6.根据权利要求1的放大器，进一步包括：

(a) 第一高速有源器件，其包括：

转换部件，其基本上起一个开关作用，和

与该转换部件并联的寄生电容 C_{out1} ；

(b) 第二高速有源器件，其包括：

转换部件，其基本上起一个开关作用，和

与该转换部件并联的寄生电容 C_{out2} ；和

(c) 混合式的三个端口E / F类负载网络，其具有：

(i)连接到该第一有源器件的第一端口；

(ii)连接到该第二有源器件的第二端口；和

(iii)连接到该负载的第三端口；

以便当该第一和第二有源器件被以推挽结构驱动时，该E / F类负载网络向这些有源器件的转换部件提供一个有效的输入阻抗，该有效输入阻抗提供：

(i) 在所有的基频上与基本电阻性的负载串联的基本上为电感性的负载；

(ii) 在对于每个基频的一个或多个偶次谐波直至第N次谐波上的基本开路；

(iii) 在对于每个基频的一个或多个奇次谐波直至第N次谐波上基本短路；和

(iv) 在其余的谐波直至第N次谐波上的基本电容性阻抗负载。

7. 根据权利要求6的放大器，进一步包括连接到该二个有源器件的输出端和该负载的变压器，使得经由该变压器该负载与该二个有源器件的输出端被直流隔离。

8. 根据权利要求1的放大器，其中所述混合E / F类负载网络配置成提供

具有基频范围从 f_1 到 f_2 的输入信号的宽频带调谐,其中 $f_2 \geq f \geq f_1$,这里 $f_2 < 3f_1$ 。

9. 根据权利要求1的放大器,其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中的所有的谐波频率上向该转换部件提供:

- (i)在每个基频上基本上为电感性负载;
- (ii)在第二次谐波基本上为开路;和
- (iii)在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性阻抗负载,这里 $N \geq 3$ 。

10. 根据权利要求1的放大器,其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中的所有的谐波频率上向该转换部件提供:

- (i)在每个基频上基本上为电感性的负载;
- (ii)在第三谐波基本上为短路;和
- (iii)在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性阻抗负载,其中 $N \geq 3$ 。

11. 根据权利要求10的放大器,其中所述混合E / F类负载网络进一步被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中的所有的谐波频率上向该转换部件提供:

- (iv) 在第二次谐波上的基本开路;其中 $N \geq 4$ 。

12. 根据权利要求1的放大器,其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的

谐波频率上向该转换部件提供：

- (i)在每个基频上基本上为电感性负载；
 - (ii)在第四次谐波基本上为开路；和
 - (iii)在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性阻抗负载，
- 其中 $N \geq 4$ 。

13. 根据权利要求1的放大器，其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上向该转换部件提供：

- (i)在每个基频上基本上为电感性负载；
 - (ii)在第二次和第四次谐波上基本上为开路；和
 - (iii)在其余的谐波直至第N次谐波上基本为电容性阻抗负载，
- 其中 $N \geq 4$ 。

14. 根据权利要求12的放大器，其中所述混合E / F类负载网络被进一步配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上向该转换元件提供：在第三谐波上基本为短路。

15. 根据权利要求13的放大器，其中所述混合E / F类负载网络被进一步配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上向该转换元件提供：

在第三次谐波上的基本短路； 其中 $N \geq 5$ 。

16. 根据权利要求1的放大器，其中所述混合E / F类负载网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上向该转换元件提供：

- (i)在每个基频上基本为电感性负载;
 - (ii)在所有的奇次谐波直至第N次谐波上基本上为短路;
 - (iii)在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性阻抗负载,
- 其中 $N \geq 5$ 。

17. 根据权利要求2的放大器, 其中所述混合E / F类负载网络被进一步配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上向该转换元件提供:

在所有的奇次谐波直至第N次谐波上的基本短路;

其中 $N \geq 5$, 并且 $0 \leq N_E \leq (N - 2) / 2$ 。

18. 根据权利要求1的放大器, 进一步包括:

(a) 高速有源器件, 其包括:

转换部件, 基本上起一个开关作用, 和

与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} ; 和

(b) LC并联谐振电路, 其在基频的二次谐波上谐振;

该有源器件经由该LC并联谐振电路被串联连接至该负载。

19. 一种放大具有至少一个基频的高频输入信号的方法, 包括:

以一个高速有源器件放大该信号;

调谐该放大的信号以在基频提供基本上为电感性负载给该有源器件;

调谐该放大的信号以在选择的多个偶次谐波上向该有源器件提供基本开路;

调谐该放大的信号以在选择的多个奇次谐波上向该有源器件提供基本短路; 和

对于没有选择的谐波向该有源器件提供基本为电容性的负载。

E / F类开关功率放大器

技术领域

本发明涉及高效率的功率放大器，尤其是涉及一种新类的开关功率放大器，该开关功率放大器是E类和反F (F^{-1})类功率放大器的混合。

背景技术

基于与电路拓扑结构和工作原理有关的其基本特性，功率放大器被分类为若干不同的种类，诸如A、AB、B、C、D、E、F、S等等。每个类在其工作特性方面，诸如线性度、功效、频宽、频率响应等等呈现相对的优点和缺点，并且根据应用需求选择。

尤其是，RF功率放大可以使用有源器件(即，晶体管、真空管)来实现，该有源器件起线性放大器、开关放大器或者作为两者的组合的作用。由于线性放大器(例如，A和B类)从一个施加的信号和直流(DC)电源在产生射频(RF)输出方面是相对效率低的，运用一个有源器件作为线性放大器不是理想的解决需要高效功率放大器应用的方法。相反地，优选设计该有源器件作为一个开关，因为这种工作方式使该器件在大部分时间处于饱和或者截止状态，因此，通过保持该器件在多耗散的激活区以外而消耗相对少量的功率。在很多的应用中，诸如便携式通信设备(例如蜂窝电话)和大功率工业发生器(例如，等离子体驱动器和广播发射机)，这里低功率消耗和低的耗散是至关重要的，由于它们允许的性能和成本优势，高效的开关放大器是一个有吸引力的解决方案。

图1是设计进常规的RF传输系统1中的通用开关功率放大器6简化的方框图。该系统包括一个驱动器4、该功率放大器6和一个负载8，该功率放大器6包括一个开关5和负载网络7。要放大的输入信号2被输入给该激励级

4, 其控制在放大器中的该有源器件5。当适当地由该驱动器驱动时, 该有源器件基本上起一个开关的作用, 因此被表示为一个单极、单掷开关。该有源器件由一个直流电源3供电, 并且具有一个连接到负载网络7的输入端的输出端。该负载网络7的输出端连接到负载8, 诸如一个天线。当该开关5被周期地以期望的输出频率或者基频 f_0 操作之时, 直流能源被以这个转换频率和其谐波频率转换为交流能源。该负载网络7可以采用一个或多个滤波器去控制由转换动作所引起的功率损耗(即, 该器件的功效), 降低在负载上谐波的电平, 和/或提供阻抗变换。该负载网络的结构决定在开关放大器6中电压和电流的性能, 因此该操作类由放大器的操作类表示。

但是, 由于在该有源器件中限定开关次数和插件寄生阻抗, 以高频率实现高效率的切换操作具有挑战。尽管如此, 在已知类型的功率放大器之中, 当一个应用需要以高操作频率的高效率功率放大时, 目前最适当的已知类型是E和F类放大器。

E类放大器

该E类放大器必须通过消除出现在其他类型的开关放大器中的切换功率耗散的主要原因实现高效率, 即, 与容性放电有关的损耗。实际上, 在每个开关方式功率放大器中, 一个电容 C_s 旁路该电源开关。至少这个电容是该电路元件(晶体管)和线路内在的寄生电容 C_{out} , 该电路设计者可以故意地想要去增加额外的电容。在其他类型的开关放大器(除了E类放大器以外的)中, 这个旁路电容一般是不受欢迎的。原因是, 如果该开关被闭合, 届时该开关和其分路电容两端间的电压为非零, 当变热时存储在负荷电容中的能量作为热量耗散, 该能量是 $C_s V^2/2$, 这里 C_s 是旁路开关的电容, V 是该开关接通时开关两端间的电压(因此是电容两端电压), 由此当该开关被闭合时, 并联该电容。如果转换频率是 f_0 , 功率损耗是 $C_s V^2 f_0/2$ 。注意到该功率损耗与该转换频率成正比。因此, 对于一个高频功率放大器, 这

个功率损耗可能成为一个严重的缺点，常常变成主要功率损耗的原因。此外，当该开关放电这个电容器时，该开关同时经受电容器电压和放电电流。如果该同时发生的电压和电流是足够大的，它们可以导致该功率晶体管破坏性的故障和/或性能降低。

通过确保零电压转换(ZVS)操作，即，当该开关被闭合时，要求该开关两端间的电压基本上为零，可以避免这些难点。E类放大器的这个特点允许这个类通过在负载网络中使用这些电容并设计负载网络而无需严重地降低性能容易地适应该转换装置输出电容，使得恰好在该器件被接通之时该电容器电压为零。

除了接通该开关的难题之外，断开(打开)一个电源开关不可避免地要使其承受高电压和强电流(因此，进一步功率损耗和器件受力)。幸好，与接通损耗不同，通过选择更快的器件或者足够地提高该器件激励电平，这个损耗结构可以被做得任意小的，以便降低该器件的断开时间。虽然设计一种实现ZCS(零电流转换)操作的开关放大器是可能的，其中恰好在该晶体管断开时该器件电流是零，从而消除断路损耗，相信同时实现ZVS和ZCS条件是不可能的。虽然该断路损耗可以用其它方式降低，该接通损耗仅仅是随转换电压和电容 C_s 而定的，作为该有源器件的固有性质，其不能任意地被降低。因此，ZVS转换已经被认为是最适合于使用现代的高速器件的高效率的操作。通过适当地选择该电路元件(包括开关电容 C_s 、负载电阻 R_L 和负载电感 L_L)的相对值，因此，E类允许ZVS转换以使用一个非常简单的电路降低转换损耗。

因此，以相对简单的电路拓扑结构，E类操作通过以下措施来实现低功耗和小的器件压力：(a)合并该开关旁路电容作为网络的一部分，允许考虑不利的影响，并且最小化，和(b)使用一个谐振负载网络，在断开该开关后，其瞬时响应使得该开关电压回到零(或者接近于零)之后，此时该开关将被再

次闭合。一个典型的E类放大器电路的示意图被在图2的简图中示出。该功率放大器10包括一个开关装置12和一个负载网络20。直流电源经由扼流圈14提供给该装置12。该网络包括一个简易滤波器24,其被串联连接至一个RL负载,该RL负载分别由 L_L 26和 R_L 28表示。作为一个E类器件,该滤波器在基频上起短接的电路作用,以及在所有的谐波上起断开电路作用。该有源器件12 (例如,在三端晶体管的正极和负极之间)的内在的旁路电容 C_{out} 被作为电容器 C_s 22的全部或者一部分结合进该网络,其可以包括由设计者增加的额外的电容。因此,观察该负载网络的阻抗 Z_m 是: 在 f_0 , $Z_m = (R_L + j\omega_0 L_L) \parallel (1/j\omega_0 C_s)$, 其中如果适当地设计为基本上电感性负载(即,一个由电阻和电感两者组成的负载), 即 $Z_m = R_{eff} + j\omega_0 L_{eff}$, 并且在所有的谐波上, $Z_m = 1/j\omega C_s$ 。当相对于电容 C_s 和有效荷载电阻 R_{eff} 适当地调整尺寸时,该基频负载的电感执行基频谐波成分的相位校正,允许实现ZVS操作。

F和F⁻¹类放大器

F类是另一种众所周知的开关方式类放大器。该F类放大器通过使用多个谐振器负载网络去控制该有源器件的输出电压和/或电流波形的谐波含量以取得其改善的功效。在实现一个F类的电路中,该有源器件主要起一个开关作用,并且该负载网络通常被设计成在基频的偶次谐波输出短路阻抗,以及在基频的奇次谐波输出开路阻抗。

当该有源器件(晶体管)的输出电压被迅速地由饱和(低电阻)驱动到截止(高电阻)电压时,F类放大器的高效率的工作被实现。在实施中,当该器件饱和时,该有源器件和输出网络的组合产生半正弦波电流。用于所有奇次谐波直至第N次谐波的高Q值谐振电路通常由若干并联LC滤波器组成,通过在这些频率上提供高阻抗给该有源器件,在该输出电压中生成可允许的奇次谐波成分。这些奇次谐波电压与该基频输出电压求和以有效地使该输出

电压信号波形变平坦。这导致更高的功效和更高的功率输出的组合。另外，谐振电路在这些频率上提供在所有的偶次谐波直至第N次谐波上短路该有源器件，从而允许该电流波形近似于半正弦曲线，无需丝毫地降低输出功率进一步提高了功效。一个高Q值滤波电路被调谐到基频以便在负载抑制谐波，并且输出一个正弦曲线的输出信号。在这种结构中，该器件的内在的寄生电容必须保持很小，以免在奇次谐波短路由该谐振电路给出的高阻抗。虽然这个难题可以通过以该负载网络谐振这个电容在某种程度上减到最小，这种方法进一步增加了该网络的复杂度。另外，如果该有源器件被很艰难地驱动，使得其立即转换，大量的谐波必须被调谐，以便获得F类操作的好处。由于这些限制，F类通常仅在与工作频率相比速度相对慢的晶体管和使用相对小的(即低电容)器件的应用中使用，以便只有少数的谐波需要被调谐，从而该电容的影响很小。

对传统的F类放大器的一种变异是在谐波上反转该阻抗。因此，该负载网络被用于在每个偶次谐波直至第N次谐波上输出开路阻抗，并且在每个奇次谐波直至第N次谐波上短路阻抗。这样的放大器被称作反F类或者 F^{-1} 类的放大器，并且一个实施例在图3中大略地示出。尤其是，这个 F^{-1} 类放大器40包括一个开关装置42和负载网络50，负载网络50包括一个与开关的输出端和该电阻负载52串联的滤波器46，以及一个与该负载52并联的第二滤波器48。该串联滤波器46对于偶次谐波呈现相对的开路阻抗，并且对于所有其他的谐波呈现短路阻抗。该并联滤波器48对于所有的奇次谐波呈现相对短路阻抗，并且否则呈现开路阻抗。因此，观察该负载网络的阻抗 Z_{in} 是：在 f_0 ， $Z_{in} = R_L$ ；在所有的偶次谐波上 $Z_{in} = \infty$ (开路)；以及在所有的奇次谐波上 $Z_{in} = 0$ (短路)。这个放大器类具有F类许多的好处，并且另外具有近似于ZVS操作的性能，虽然在有大的寄生器件电容 C_{out} 的情况下这个特性难以实现。虽然 F^{-1} 类已经基本上被忽略了很多年，近来的一些工

作已经展示, 这种类的操作有利地比得上使用调制调解器固态器件的F类。

当E和F类功率放大器性能被比较时, E放大器比F类放大器的一个有意义的优点是其电路拓扑结构, 其结合该开关装置输出寄生电容作为其电路的一部分。因此, 由于这个作为可以出现在诸如F类和F⁻¹类放大器中的寄生电容的充电和放电, E类放大器不消耗功率, 其不考虑该电容器的影响, 也不需要精心制成谐振电路以降低这个电容的影响。此外, 如在上面所看到的, 该E类结构是比较简单的, 仅仅由少许元件(至少一个比在F类结构中更小的滤波器)组成。与F类和F⁻¹结构不同, 该E类结构借助于这个简单的电路接收其操作类的全部约定的好处, 然而F类和F⁻¹方法必须结合越来越多量的电路元件, 以便接近该理想的F类性能。另一方面, 由于其正极(即, 晶体管漏极或集电极)电压和电流波形格式化, 当在相同的电源条件之下它们使用相同的晶体管时, F类放大器比E类放大器发出显著地更高的功率和约定更高的功效。为了获得这个优点, F和F⁻¹类电路可能是非常复杂的, 并且可能比E类装置使用更多的元件。

因此, 非常希望有一种能够在高的频率上非常高效地提供大功率的功率放大器, 而且包括E类和F类放大器两者的某些最好的特点。

发明内容

本发明解决了这些需要, 本发明在于一种用于放大具有至少一个基频的高频输入信号的高效开关功率放大器, 并且适合于驱动一个负载。该放大器包括一个高速有源器件和一个混合式的E/F类负载网络。该有源器件包括一个基本上起一个开关作用的转换部件和一个与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} 。该混合式的E/F类负载网络连接到该有源器件。

根据本发明的一个方面, 提供一种一种高效率开关功率放大器, 用于放大具有至少一个基频的高频输入信号, 并且适合于驱动负载, 包括:

(a) 高速有源器件, 其包括:

转换部件，其基本上起开关作用，和

与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} ；和

(b) 连接到该有源器件的混合E / F类负载网络，其中该混合E / F类负载网络配置成向所述转换元件提供：

(i)在基频操作时基本为电感性的负载；

(ii)在基频的预定数目的偶次谐波上的基本开路；

(iii)在基频的预定数目的奇次谐波上的基本短路；和

(iv)在其余的谐波上基本上为电容性的阻抗负载。

根据本发明的另一个方面，提供一种放大具有至少一个基频的高频输入信号的方法，包括：

以一个高速有源器件放大该信号；

调谐该放大的信号以在基频提供基本上为电感性负载给该有源器件；

调谐该放大的信号以在选择的多个偶次谐波上向该有源器件提供基本开路；

调谐该放大的信号以在选择的多个奇次谐波上向该有源器件提供基本短路；和

对于没有选择的谐波向该有源器件提供基本为电容性的负载。

在一个实施例中，该混合式的E / F类负载网络被配置为以基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率呈现给转换部件，在每个基频基本上为电感性负载，在对于每个基频的偶次谐波的预先确定的数字 N_E 直至第N次谐波上基本上为开路，在对于每个基频的奇次谐波的预先确定的数字 N_O 直至第N次谐波上基本上为短路，以及在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载。在这个实施例中， $N \geq 3$ 和 $1 < N_E + N_O \leq N-2$ 。因此，该放大器具有E类和F类放大器两者的某些特征。在一个更特殊的例子中，如果 $N_E = 1$ ，那么 $N_O > 0$ 。

更具体地说，该负载网络包括具有一个输入端口和一个输出端口的双端口滤波网络，该输入端口连接到与寄生输出电容 C_{out} 并联的该有源器件，以及该输出端口连接到该负载。该负载网络还可以配置为提供具有基频从 f_1 到 f_2 范围的输入信号的宽频带调谐，这里 $f_2 < 3f_1$ 。

在另一个本发明宽广的实施例中，连接到该有源器件的该混合式的E / F类负载网络被配置为在工作基频呈现给该有源器件基本上为电感性负载，在基频的预先确定数字的偶次谐波上基本上为开路，在基频的预先确定数字的奇次谐波上基本上为短路，和在其余的谐波上基本上为电容性阻抗负载。

在本发明的又一个实施例中，该混合式的E / F⁻¹类负载网络被配置为以基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率呈现给转换部件，在导致该有源器件基本上为零电压转换操作的每个工作基频上基本上为电感性负载，在每个基频的偶次谐波的预先确定的数字 N_E 上阻抗数值基本上大于 $1/(2\pi f C_s)$ ，在每个基频的奇次谐波的预先确定的数字 N_O 上阻抗数值基本上小于 $1/(2\pi f C_s)$ ，和在每个基频其余的谐波上阻抗基本上等于 $1/j\omega C_s$ 。 $C_s = C_{out} + C_{added}$ ，这里 $C_{added} \geq 0$ ，并且 $N_E \geq 0$ ， $N_O \geq 0$ ，并且调谐的谐波的总数 $N_E + N_O$ 至少是一，并且小于基本上存在于该有源器件的至少一个电压和电流信号波形之中谐波频率的总数。由于该网络不需要对提供基本上开路和短路起作用，如在先前的例子中，该网络可以被简化为一个有意义的程度。

在本发明的又一个实施例中，公开了一种多个有源器件高效开关功率放大器，用于放大具有至少一个基频的高频输入信号，并且适合于驱动一个负载。在这种情况下，与混合式三个端口E / F类负载网络一起提供一个第一高速有源器件和一个第二高速有源器件，第一高速有源器件具有一个寄生输出电容 C_{out1} ，并且适合于基本上起一个开关作用，第二高速有源器

件具有一个寄生输出电容 C_{out2} ，并且适合于基本上起一个开关作用。该网络具有一个连接到第一有源器件的第一端口，一个连接到第二有源器件的第二端口；和一个连接到该负载的第三端口，使得当第一和第二有源器件被以推挽结构驱动时，该网络呈现给该转换元件一个有效的输入阻抗，其提供：在所有的基频上一个与该基本上的电阻负载串联的基本上为电感性负载；在对于每个基频的一个或多个偶次谐波直至第N次谐波基本上为开路；在对于每个基频的一个或多个奇次谐波直至第N次谐波基本上为短路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载。

在这种推挽式放大器的一个更详细的实施例中，该放大器进一步包括一个连接到二个有源器件的输出端和负载的变压器，使得经由该变压器该负载从该二个有源器件的输出端被直流隔离。

在本发明一个方面的详细实施例中，公开了一种准E / F₃类的高效放大器，用于放大具有至少一个基频的输入信号，并且适合于驱动一个负载。这个放大器包括一个高速有源器件，其包括：一个转换部件，其基本上起一个开关作用，和一个与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} ；和一个LC并联谐振电路，其在基频的二次谐波上谐振。该有源器件经由该LC并联谐振电路被串联连接至负载。

还公开了一种利用一个有源器件转换放大RF信号的方法。该方法包括利用一个有源器件放大该信号，该有源器件包括一个基本上起一个开关作用的转换部件和一个与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} 。该方法包括调谐该放大的信号，以在该基频给该转换部件提供基本上为电感性负载，调谐该放大的信号以在选择的偶次谐波上给该有源器件提供基本上为开路，调谐该放大的信号以在选择的奇次谐波上给该有源器件提供基本上为短路；和对于没有选择的谐波给该有源器件提供基本上为电容性负载。

公开了本发明放大器的混合式E / F类负载网络的若干详细的实施例。

在一个实施例中，该网络被配置为在基本上存在于该有源器件的电压和电流信号波形的至少一个之中所有的谐波频率上呈现给转换部件，在每个基频基本上为电感性负载，在第二谐波基本上为开路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 3$ 。

在一个替换的实施例中，该网络被配置在每个基频上呈现给该转换元件基本上为电感性负载；在第三谐波基本上为短路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 3$ 。

在第三个详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在第三谐波基本上为短路；在第二谐波基本上为开路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 4$ 。

在第四个详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在第四谐波基本上为开路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 4$ 。

在第五个详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在第二和第四谐波基本上为开路；和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 4$ 。

在第六个实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在第三谐波基本上为短路，在第四谐波基本上为开路，和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 4$ 。

在第七个详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在第三谐波基本上为短路，在第二和第四谐波基本上为开路，和在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 5$ 。

在第八个详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换部件基本上为电感性负载；在所有的奇次谐波直至第N次谐波基本上为短路；在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 5$ 。

在第九个公开的详细的实施例中，该混合式E / F类负载网络被配置为在每个基频呈现给该转换元件基本上为电感性负载，在所有的奇次谐波直至第N次谐波基本上为短路；在对于每个基频的偶次谐波的预先确定的数字 N_E 直至第N次谐波上基本上为开路，在其余的谐波直至第N次谐波基本上为电容性阻抗负载，这里 $N \geq 5$ ，并且 $0 < N_E \leq (N-2)/2$ 。

从下面结合伴随的附图通过例子举例说明本发明的原理的详细说明中，本发明其他的特征和优点将变得显而易见。

附图说明

图1是一个常规的RF功率传输系统的简化方框图，其包括一个连接到负载的开关功率放大器；

图2是一个常规的E类功率放大器电路理论方框图；

图3是一个常规的 F^{-1} 类功率放大器电路理论方框图；

图4是一个示出本发明新颖的E / F类功率放大器的电路拓扑结构理论方框图；

图4B是一个使用二个谐振器以实现谐波调谐的新颖的E / F_3 类放大器优选实施的示意图；

图4C是一个使用二个谐振器以实现谐波调谐的新颖的E / $F_{2,3}$ 类放大器优选实施的示意图；

图4D是一个使用双谐振滤波器以实现谐波调谐的新颖的E / $F_{2,3}$ 类放大器优选实施的示意图；

图5是一个使用推挽式放大器配置实施本发明新颖的E / F_{odd} 类放大器

优选的理论示意图；

图6是对于在图5示出的E / F_{odd} 类推挽放大电路另一种设计的结构理论示意图，其中该负载经由一个变压器耦合到该电路；

图7是一个E / $F_{x,odd}$ 类推挽式放大器理论示意图，其是一个对在图5示出电路的改进，其中包括调谐偶次谐波；

图8是一个对于E / $F_{2,odd}$ 类放大器理论示意图，其是在图5示出的推挽放大电路又一个改进，其中包括调谐二次谐波；和

图9是一个按照本发明设计的新颖的准E / F类放大器电路理论示意图。

具体实施方式

通过在一个结构中合并某些较好的特点，本发明与常规的E类或者 F^{-1} 类的放大器相比较允许达到更高的性能。

通常，在有有效的有源器件输出电容的情况下，本发明采用E类放大器的电感负载相位校正技术以实现ZVS开关条件，同时允许某些 F^{-1} 类放大器的谐波调谐好处。本发明通过调谐某些类似 F^{-1} 类的放大器(即，对于偶次谐波开路，对于奇次谐波短路)的谐波、同时允许其余的未调谐的谐波象在E类放大器中一样为电容性的而改善有源器件的功效和输出功率。由于未调谐的谐波是电容性的，这个调谐策略允许该器件电容被容易地结合进E类电路中，并且由于调谐电路仅需要对于那些调谐的谐波调谐开路或者短路，该电路可以保持相对地简单。象E类放大器一样，本发明的放大器可以利用由有限数量的单元组成的简单电路而达到接近于100%的效率，而随着调谐的谐波的数目接近于无限，F类和 F^{-1} 类结构充其量不过趋近100%。另外，本发明通过调谐基频以对器件呈现一个感性负载(即，一个由电感和电阻两者组成的负载)允许ZVS操作，这里相对于电容 C_s ，该电感和电阻被适当地调整大小，以便偏移未调谐的谐波的电容影响，并且只是在该开关关闭每个周期之前使得该电压为零。这个电感可以通过放置一个与负载串联

的适当大小的电感器来实现，但是也可以使用其他的解决方案，诸如一个旁路电感器或者传输线分段，并且因此是在本发明的范围内。

一个上述的优选实施例的拓扑结构在图4中参见。该开关功率放大器100包括一个有源器件。该有源设备包括一个基本上起开关作用的转换部件102 (在下文中该术语“开关”将与术语“转换部件”可互换地使用，以表示基本上起开关作用的有源设备部分)和一个与该转换部件并联的寄生电容 C_{out} 。应该明白，在下列所有的本发明的实施中，该阻抗是相对于有源设备的转换部件给出的，因此包括该器件的内在的寄生电容。此外，该术语有源器件要在广义上理解，包括任何适当的三端有源器件，诸如FET或者CMOS晶体管。

该器件连接到一个输出电路负载网络110。该网络包括一个与“负电容”滤波器107串联的偶次谐波滤波器108，其是与开关102和表示为 C_s 的旁路电容106 (其可以等于 C_{out} ，开关的固有电容或者可以是 C_{out} +增加的电容 C_{added})并联的，一个也与该开关并联的奇次谐波滤波器111，一个与开关的输出端和负载串联的基频滤波器112，以及增加的电感 L_L 114与该主要电阻负载116串联。在选择偶次谐波上该偶次谐波滤波器108基本上呈现短路，并且在其它谐波上呈现开路。因此，在这些谐波上，该“负电容”滤波器107是与该旁路电容 C_s 106并联的，该“负电容”滤波器107在这些谐波上具有 $-1/j\omega C_s$ 的阻抗，该旁路电容 C_s 106具有 $1/j\omega C_s$ 的阻抗，从而这二个单元合成的阻抗基本上等于开路。在选择奇次谐波上该奇次谐波滤波器111呈现短路，并且在其它谐波上呈现开路，在这些谐波时短路该有源器件。该系列基频滤波器112在基频时向该开关呈现短路，否则呈现开路。表示为电感 L_L 114的相位控制电感被设置与表示为电阻 R_L 116的电阻负载串联。

合起来，如图4所示，因此，在基频 ($Z_{in} = (R_L + j\omega_0 L_L) \parallel (1/j\omega_0 C_s) = R_{eff} + j\omega_0 L_{eff}$)，这个网络基本上呈现感性负载，

在任意数量的预先选择的偶次谐波 (overtone) ($Z_m = \infty$) 上基本上呈现开路, 在任意数量的预先选择的奇次谐波 ($Z_m = 0$) 上基本上呈现对地短路, 以及在其余的谐波 ($Z_m = 1/j\omega C_s$) 上呈现对地电容性阻抗。

使用这种新颖的技术和拓扑结构的功率放大器将被分类为E/F类放大器。由于这种拓扑结构覆盖了很多放大器族, 特定的实施例可以表示为E/ $F_{n1,n2,n3,etc}$ 类等等, 其中不同的脚注表示该放大器的负载网络具有 F^{-1} 类阻抗适合于的谐波的编号。例如, E/ $F_{2,3,5}$ 类将说明一个具有负载网络的放大器在基频呈现给有源器件一个电感性负载, 在二次谐波呈现开路, 在三次和五次谐波呈现短路, 以及对于其余的谐波呈现一个电容性负载。

这种新类的放大器的优点是很多的, 并且可以包括: (a) 当与类似的E类放大器相比时具有更高的效率和/或输出功率; (b) 当与类似的F类或者 F^{-1} 类放大器相比时, 以可匹敌的或者最佳效率和/或输出功率降低电路复杂性; (c) 当与类似的E类放大器相比时, 降低相对于直流电压的峰值电压; (d) 当与类似的E类放大器相比时, 降低相对于直流电流的峰值电流; (e) 与F类或者 F^{-1} 类放大器不同, 当同时实现零电压转换 (ZVS) 时, 允许合并的开关的寄生电容进入该电路。

此外, 受控的偶次和奇次谐波的数目是可以调整的。与低阶谐波相比较, 认识到高阶谐波倾向于对功效具有更少的影响, 而且该有限的有源器件开关速度实际上将降低产生更高频率的谐波成分, 本发明的E/F类开关功率放大器可以包括一个连接到输出电路的开关设备, 该输出电路在基频上呈现一个电感性负载, 在选择的偶次谐波直至第N次谐波上呈现开路, 在选择的奇次谐波直至第N次谐波上呈现对地短路, 以及在其余的谐波直至第N次谐波上呈现电容性负载。在第N次谐波之上该输出电路的阻抗可以是任何的阻抗, 其中N是一个等于或者大于3的数字。

应该明白, 本发明的优点相对于传统的E类和F类(和/或 F^{-1})功率放大器

的性能特征进行估量的。虽然当调谐的谐波已经完全地短路或者开路时,该性能通常是最好的,这种状态在实践中通常是不可能达到的,设计者必须满足于分别尽可能地降低或者提高阻抗的数值。因此,除了那些结合图4描述的以外,本发明考虑呈现阻抗的负载网络。因此,例如,图4的滤波器108、110和112可以设计成呈现:(a)在选择的偶次谐波($Z_{in} > 1/j\omega C_s$) (但是不一定是无限的)上阻抗大于由E类放大器给出的阻抗, (b)在选择的奇次谐波(Z_{in})上阻抗小于由E类放大器($Z_{in} < 1/j\omega C_s$)给出的阻抗,并且在其余的谐波上类似E类电容性的阻抗($Z_{in} \approx 1/j\omega C_s$)。同样,在基频上选择该电感性负载的电阻和电感,以便达到ZVS开关条件。上述的放大器可以被分类为“准E / F类”功率放大器。那些本领域技术人员应该明白,与在图4示出的类似的E / F类放大器相似之物相比较,由于他们可以使用更少的元件和更低质量的元件,这些放大器可以被更容易地设计和实现。与‘实际的’E / F类放大器相比较,对于某些应用,诸如,除了该有源器件功效和输出功率以外,当设计因素(例如,可利用元件的尺寸,低的元件品质因数等等)激发该负载网络的需求时,它们甚至可以提供更好的性能。

特定的实施例

本发明新颖的电路拓扑结构可以以各种各样的电路实现。诸如在图4示出的单一的有源器件结构可用于以非常直接了当的方式实现E / F结构。例如,可以采用诸如在图4B示出的电路去构成一个E / F₃放大器。该电路由有源器件102'和一个电感性负载组成,其中该有源器件102'与一个旁路电容 C_s 106'并联,同时一个串行LC谐振器111'与其连接,该串行LC谐振器111'在三次谐波调谐为短路,该电感性负载经由在基频调谐为谐振的第二个串行LC谐振器112'。该电感性负载由要驱动负载 R_L 116'和相位校正电感 L_L 114'组成。扼流圈104'提供到直流电源的连接。因此,通过在三次谐波提供给该开关短路,在基频提供给该开关一个电感性负载,以及在其余

谐波提供给该开关电容性阻抗,该电路满足该 E/F_3 条件。应该理解,该电容 C_s 可能不是一个由设计者增加的明确的元件,而是可能由该有源器件的寄生输出电容的部分或者全部而组成。当然,这个电路很多的变化容易地由一个本领域技术人员设计,诸如合成基频谐振器112'的电感和该相位校正电感 L_L 114'为一个元件,从而减少了元件的数量。

图4C示出另一个单一的有源器件设计的例子,在这种情况下,是一个 $E/F_{2,3}$ 实施例。这个电路由连接到电容 C_s 的有源器件102"和三个谐振电路组成。第一个谐振电路是一个调谐到第三次谐波的串行LC滤波器111",使得在这个频率使该有源器件短路。第二个也是一个串行LC谐振器113",调谐到二次谐波,其连接到与电感115串联的该有源器件,该电感115具有值 $1/4\omega_0^2 C_s$ 。这个电路将通过利用电容 C_s 在这个频率谐振,在二次谐波提供给该有源器件开路。第三个电路是一个调谐到基频的串行LC谐振器112",其被连接到一个由电感 L_L 114"和要驱动的电感负载 R_L 116"组成的电感性负载。扼流圈104"提供到直流电源的连接。因此,通过在二次谐波开路该有源器件,在三次谐波短路该有源器件,在基频提供一个电感性负载,以及在其余谐波提供电容性阻抗,该电路满足该 $E/F_{2,3}$ 条件。同样,应该理解,该电容 C_s 可能不是一个由设计者增加的明确的元件,而是可能由该有源器件的寄生输出电容的部分或者全部组成。

如在先前所示的二个例子中提出的这样的实施例不是实现 E/F 类放大器唯一的方法。例如,图4D示出一个用于 $E/F_{2,3}$ 替换的实施例,其使用双谐振滤波器网络118以既实现二次谐波调谐又实现三次谐波调谐。这样的一个滤波器可以仅使用二个电感 L_1 和 L_2 和一个电容器 C_1 如图所示实现。这个网络也传送直流电,从而通过设置其在有源器件和直流电源之间,其还可以替换该扼流圈。该基频滤波器、旁路电容和负载电感与在图4B和4C中同类的元件相似。

此外，使用推/挽技术可以实现非常宽域的E / F结构。由于推/挽放大器的偶和奇次谐波的不同的对称性，该推/挽方法可以大大地简化偶和奇次谐波的调谐选择性。在这样的一个概念上的在图5中示出的电路中，该E / F类放大器包括二个以推挽式结构连接的开关设备122、126，每个分别具有一个旁路电容器124、128。由电阻132和电感134表示的电感性负载130和谐振电路140两者被连接在开关之间。该滤波器140起以下的作用：(a)对于所有的奇次谐波一同地短路该二个开关；(b)在基频作为一个开路；和(c)在其余的谐波具有任意的阻抗。为了提供直流电源，一个或多个扼流圈142、144可以以这样的一种方式放置，即使得允许直流进入两个开关。

在图5示出的电路的结构、操作和性能遵循以推挽结构连接的两级E / F放大器原理，每个辅助另一个以提供适当的谐波调谐。两个开关被在基频以经典的推挽式方式连接到电感性负载130，使在这个频率上在每个开关上的阻抗等于这个电感性负载阻抗的一半。该奇次谐波经由滤波器彼此被短路，因此由于该推挽式放大器的对称特性，每个实际上被对虚拟地短路。这可以容易地看到，由于推/挽放大器的有源器件的奇次谐波电压必须是相位错开 180° ，因此如果每个被短路到另一个，那么两个必须都是零。类似地，由于差动对称性考虑，负载和谐振器实际上在偶次谐波上是从电路上去掉的，在这些频率上留下每个有源器件具有仅由其旁路电容 C_s 组成的电容性负载。这是因为推/挽放大器的偶次谐波电压是同相的，因此，在这些频率上经由差动负载的电流必须是零，并且对于这些谐波该差动负载将对该电路没有影响。因此，通过对该开关在所有的奇次谐波提供短路，在所有的偶次谐波提供电容性负载，以及在基频提供电感性负载，该电路满足E / F类放大的条件。为了表示该放大器在所有的奇次谐波上具有一个提供对地短路的 F^{-1} 阻抗的负载网络，提出E / F_{odd}类指示，这里odd脚注表示所有的奇次谐波已经短路。

这些电路拓扑结构可以提供若干优点。仅使用相对少数的电路元件，这个放大器可以以类似于需要很多的元件的单端E / F类放大器的性能构成。元件的数目与要调谐的奇次谐波阶的数目无关。传统的单端实施例(即，单个器件开关放大器)需要与要控制的谐波的总数成正比的更多数量的调谐元件。

此外，在窄带应用中，该谐振器可以使用一个简单并行连接的LC谐振器构成。使用这种简化的结构提供了若干优点。第一，在这种情况下，仅有一个元件需要调谐以短路所有的奇次谐波。对于单端的解决方案，这将需要调谐许多的元件，其数目与要短路的谐波的数目成正比。

第二，该LC并联谐振电路的负载的Q可以相对地低，甚至低到一(虽然在非常低的Q情况下，三次谐波不能很好地短路，使这种情况为准E / F类结构)。这允许使用非常低的无载Q电感，允许使用这种拓扑结构用于类似基于Si (硅)的衬底集成电路应用，这里所有的典型电感呈现大约5的非常低的无载Q值，使得有必要使用低负载Q滤波器。使用E类或者F类放大器的常规的方法通常需要具有至少3的负载Q的滤波器。

第三，在负载中的串行电感可以表示为一个等效的并联电感并且结合进该LC谐振电路(tank)中，进一步降低元件的数目。

在一个对于图5示出的电路的变异中，图6示出又一个功率放大器电路150的新颖的电路拓扑结构，其利用以推挽结构连接的二个开关设备152、156实现该E / F类放大器，每个分别具有一个旁路电容器154、158。尤其是，连接在开关之间的是变压器的初级170和谐振电路160两者，其对于所有的奇次谐波一起短路该二个开关，在基频呈现一个开路，以及在其余的谐波具有任意的阻抗。连接到变压器次级绕组172的是一个RL负载162。为了提供直流电势，一个扼流圈174 (或者一个以上)被以这样的一种方式放置，使得允许直流进入两个开关。由于在恰当的阻抗变换之后，负载电感

164和谐振电路160可以被连接在该变压器初级170或者次级绕组172电路的任一侧上，这个电路的若干变异将由那些本领域技术人员认可。另外，该负载电感也可以被结合进该谐振器电感。如果需要的话，该变压器的寄生电感可以被用作在谐振电路170和用于该负载电感164的单元，降低部件数量，并且允许将结合变压器的寄生考虑进该结构。

这样的放大器的结构、操作以及性能完全遵循如上所述的E / F_{odd} 类推挽式放大器的原理。除了在图5示出的结构中描述的优点之外，在这个结构中：(a)该输出负载是与该开关电路和电源DC隔离的；(b)该输出负载可以以不均衡方式连接；和(c)该变压器的匝数比可用于帮助该开关的输出阻抗和该负载阻抗相配。

在又一个实施例中，本发明可以使用与在图5和6示出的每个开关电路并联的附加调谐电路，以便有选择地开路许多的偶次谐波。图7示出一个用于实现这个功能的电路180的示意图，以及可允许的实施策略。通过分别在不同的偶次谐波上设置附加的电路210 / 212和220 / 222，其提供与开关设备182和186以及并联电容184和188并联的适当电感性阻抗，该E / F_{odd} 类放大器概念上可以扩展为也允许用于许多偶次谐波的开路，提供电势额外的性能好处。对于这样的放大器提出E / $F_{n1,n2,\dots,\text{odd}}$ 类指示，这里该数字脚注标识要开路的偶次谐波。除了相对于在图5和6示出的电路描述的好处之外，这个改进对于E / F_{odd} 类提供增加的效率。

那些本领域技术人员应该明白，作为新的放大器类，本发明拥有基本上无限数量的特定的E / F类网络。但是，出于实际的设计考虑，本发明具体地公开了若干低阶谐波调谐网络。具体地说，这些网络包括介绍的那些：(a)在二次谐波基本上为开路；(b)在三次谐波基本上为短路；(c)在三次谐波基本上为短路并且在二次谐波基本上为开路；(d)在四次谐波基本上为开路；(e)在第二和第四谐波基本上为开路；(e)在第三谐波基本上为短

路并且在第四谐波基本上为开路；(f)在第三谐波基本上为短路并且在第二和第四谐波基本上为开路；(g)在所有的奇次谐波直至第N次谐波上基本上为短路，其中N大于或等于5；和(h)在所有的奇次谐波直至第N次谐波基本上为短路，在每个基频的预定数量 N_E 的偶次谐波直至第N次谐波上基本上为开路，在其余的谐波直至第N次谐波上基本上为电容性阻抗负载，其中 $N \geq 5$ 并且 $0 < N_E \leq (N - 2) / 2$ 。因此，应该理解，调谐其他数量的偶次和/或奇次谐波的很多的其他网络和相关电路在本发明的精神和范围之内。

在又一个改进中，在图5示出的电路尺寸和放大器的损耗可以通过从供电电压到相应的开关设备以二个电感替换DC馈送扼流圈而减小。如图8所示，如果每个电感230, 232分别做成随开关设备的并联电容器 $C_{s, 124}$ '和128'在二次谐波谐振，由于该扼流圈的串联电阻，所得的E / $F_{2, odd}$ 类放大器得益于减小的开关损耗和可能降低的损耗。

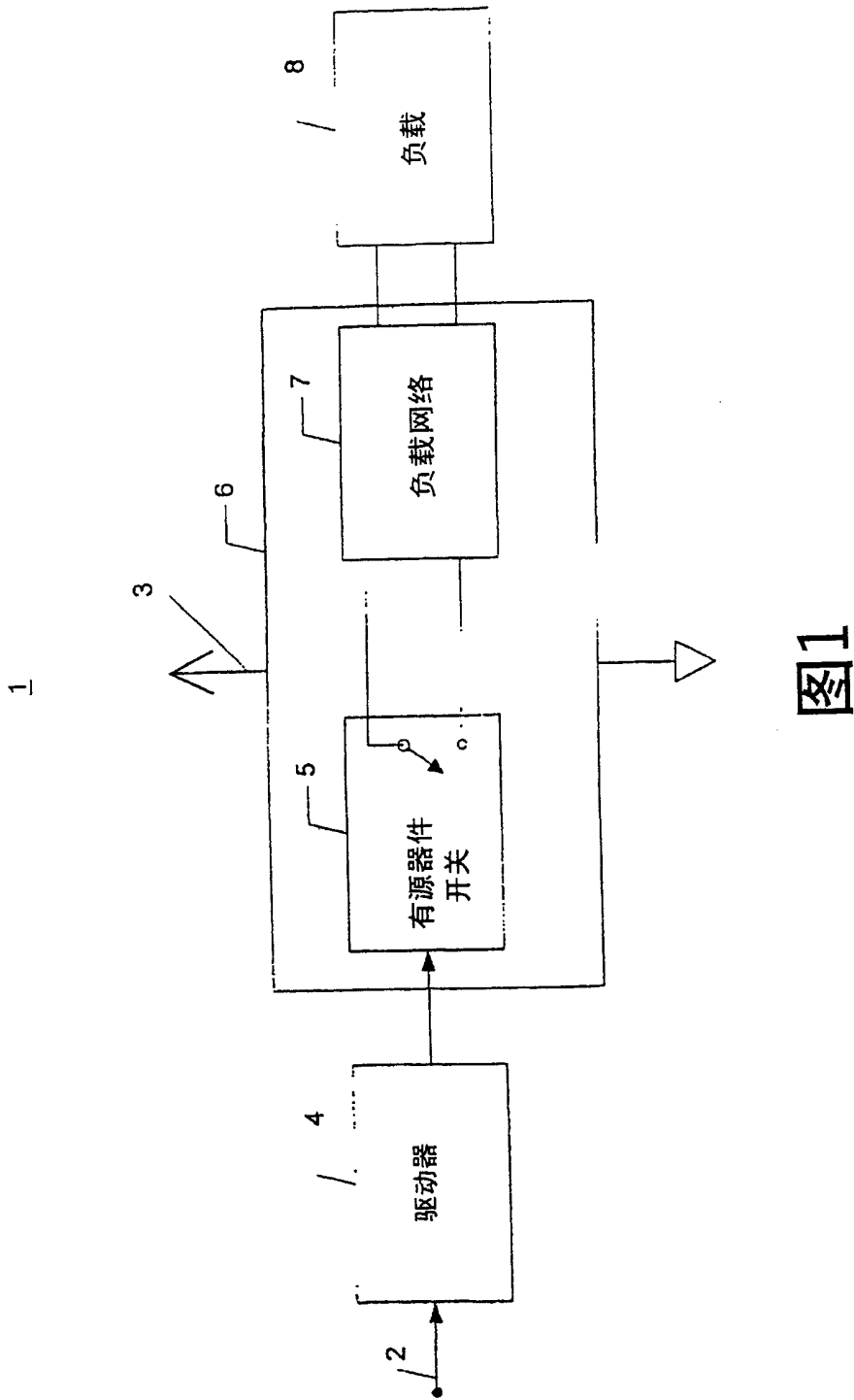
在本发明的又一个实施例中，一个宽带E / F_{odd} 类开关放大器可以以这样的一种方式构成，即相对于该开关在从 f_1 到 f_2 的切换频率范围内具有E / F_{odd} 类阻抗，这里 $f_2 < 3f_1$ 。如图5所示，该电路由二个以推挽结构连接的开关设备组成，每个具有一个旁路电容器。在该开关之间连接有电阻负载和谐振电路两者，其对于所有大于或等于 $3f_1$ 的频率一同地短路该二个开关，并接近需要的电感以满足从 f_1 到 f_2 的该ZVS要求。为了提供直流电势，一个或多个扼流圈可以以这样的一种方式设置，使得允许直流进入两个开关。以这种方法构成的电路如结合图5描述的那样在从 f_1 到 f_2 切换频率范围上工作。

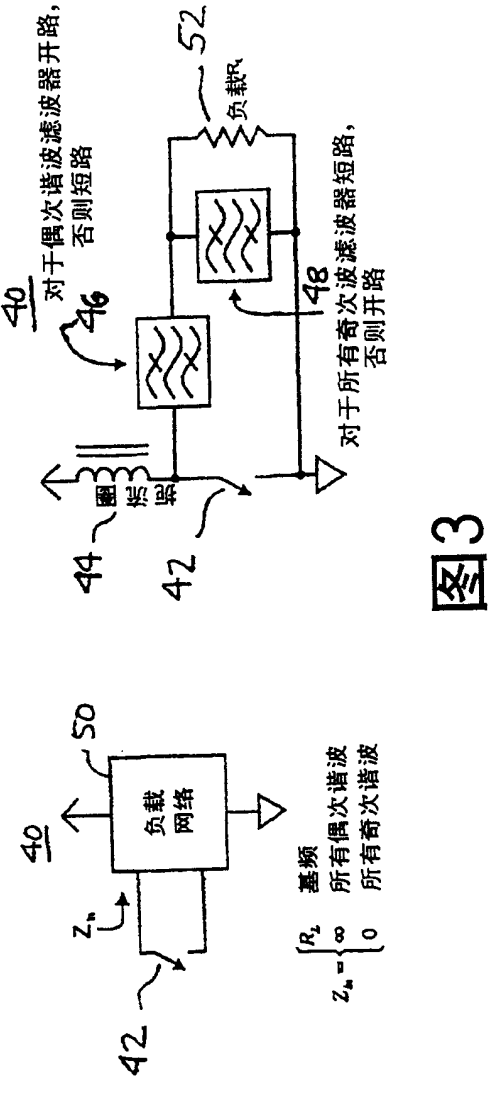
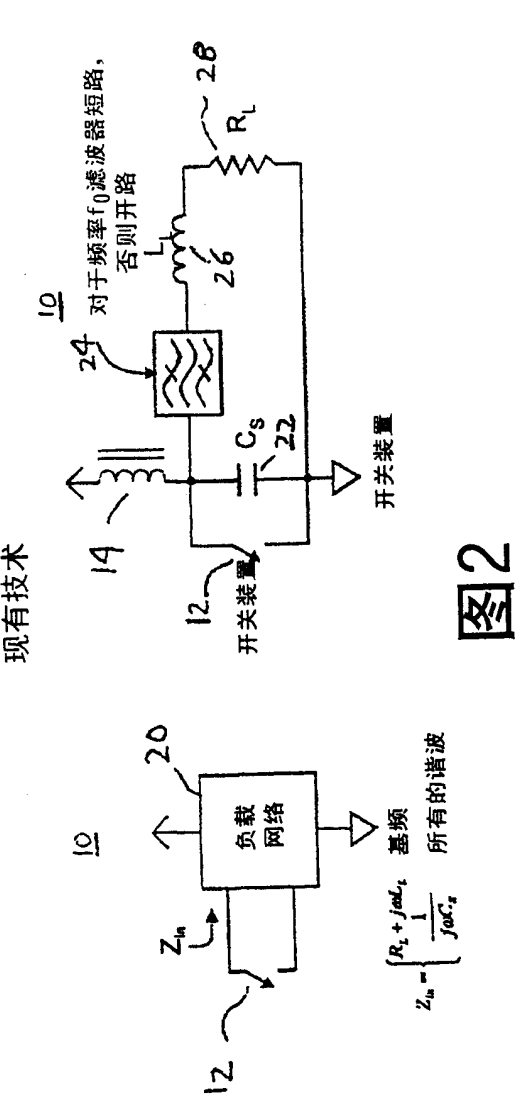
图9示出一种新颖的准E / F_3 类放大器的实施例，该放大器由一个具有并联电容器302的开关或者晶体管300组成。经由一个扼流圈304它们被连接到电源。该开关或者晶体管经由一个在二次谐波上的LC并联谐振电路306被串联连接到负载310。如果应用需要其的话，可以增加一个滤波电路以

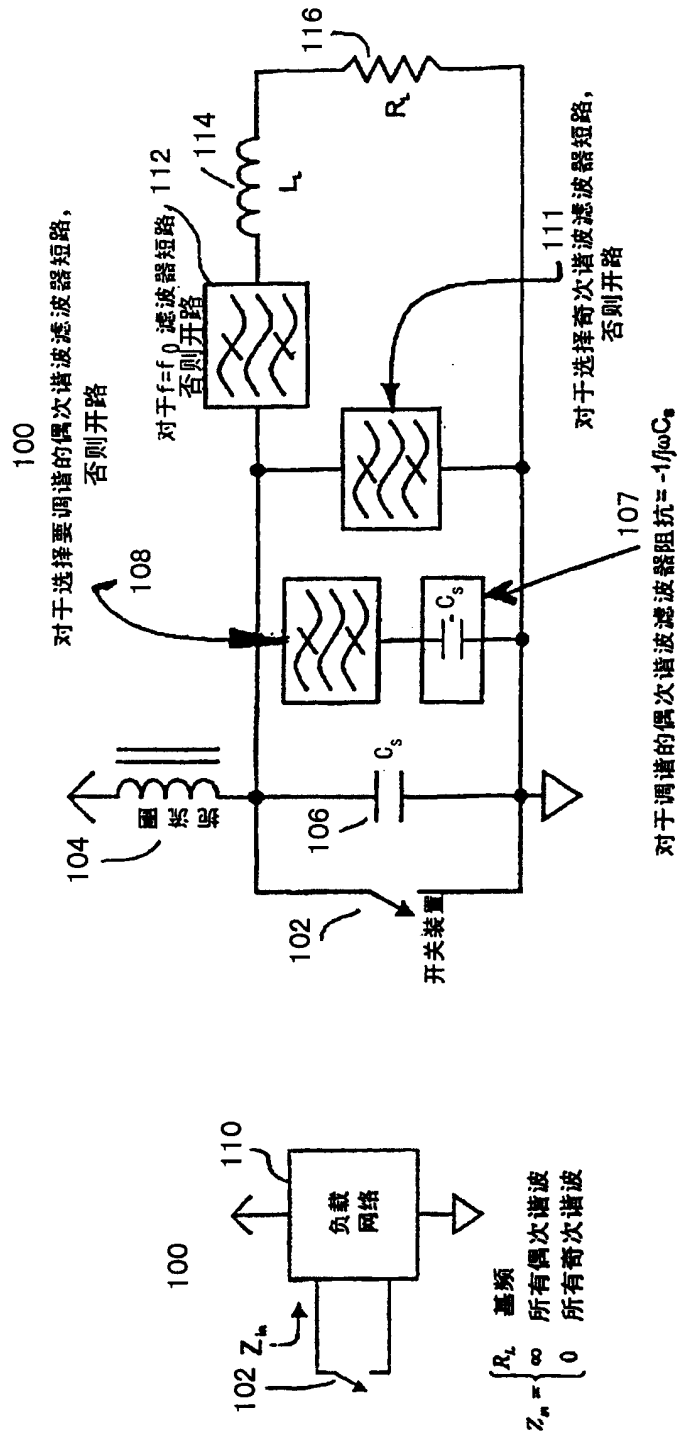
避免高阶谐波干扰至该负载。在该元件参数被适当地调整之后，这个拓扑结构在基频提供给开关或者晶体管一个电感性负载，在二次谐波提供电容性负载，在三次谐波提供低阻抗，以及在更高次谐波提供不受控制的低阻抗。这符合准E / F类放大器的需求并且提供若干优点。第一，这种改变的准E / F类电路可以实现使用相对少数量的元件。第二，与传统的ZVS F类放大器相比在该电路中仅有一个调谐元件。第三，该LC并联谐振电路的负载Q可以非常地低，并且可以低到一。这允许使用非常低的无载Q电感，允许使用这种拓扑结构用于类似基于Si (硅)的衬底集成电路应用，这里所有的典型电感呈现大约5的非常低的Q。使用E类或者F类放大器的常规的方法需要具有至少3的负载Q的电感。此外，由于该调谐回路是一个并联LC，而不是在E类放大器中的典型的串联LC，需要的电感被大大地降低。当该电感的尺寸是限制减少放大器尺寸和重量的因素时，这是有吸引力的。

在本发明的拓扑结构的又一个变异中，本发明的E / F类放大器可以调谐去以线性模式在低的输出功率电平上工作，诸如A类、A / B类或者B类，以及在更高的输出功率电平上以E / F开关方式工作。通过改变输入功率和/或偏置条件可以改变输出功率和工作方式。以这种方法，可以在较高的功率电平上构成一个具有高效率优点的E / F类的放大器，同时通过改变驱动条件允许调制或者改变该输出功率。

已经就此描述了本发明示范的实施例，很明显，对于那些本领域技术人员来说同样想到进一步的改变、修改和改进。此外，显然是，目前描述的电路和器件不局限于任何特定类型的转换有源开关技术、物质系统或者对于所有的特别速度、频率范围或者工作的功率电平。相反地，已经描述了一个宽广类的放大器和相关拓扑结构。电路和元件类型和值的实际实施对于那些本领域技术人员将是显而易见的。因此，本发明仅仅由以下的权利要求限定。







4
圖

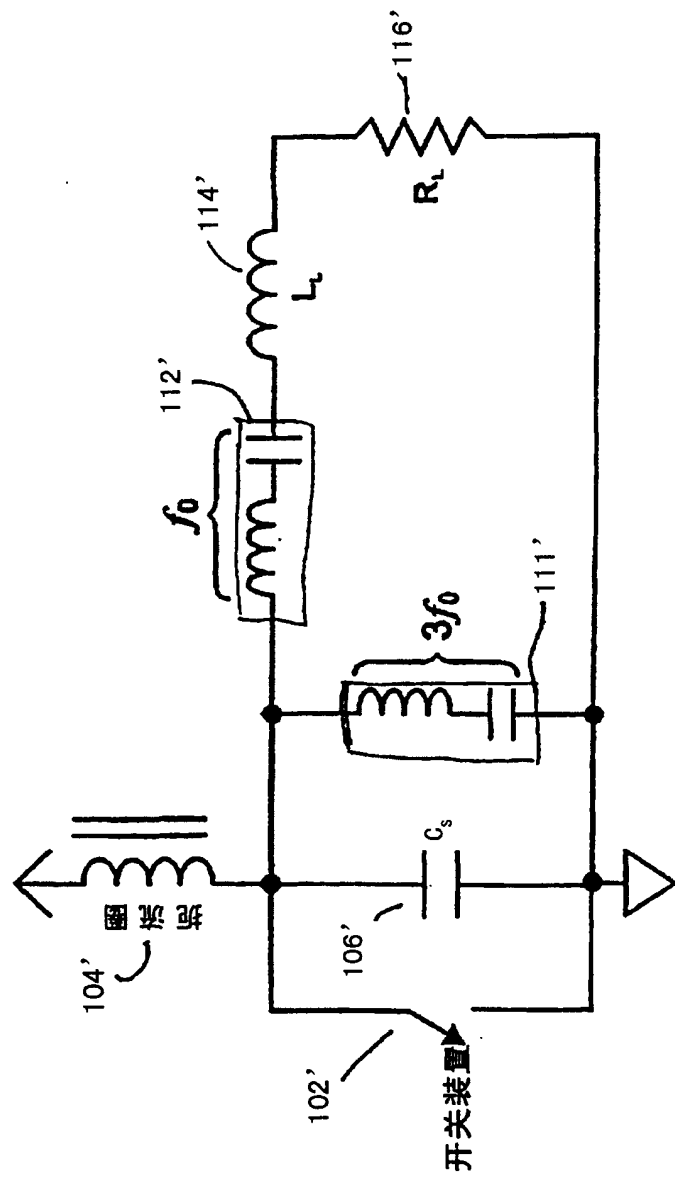


图4B

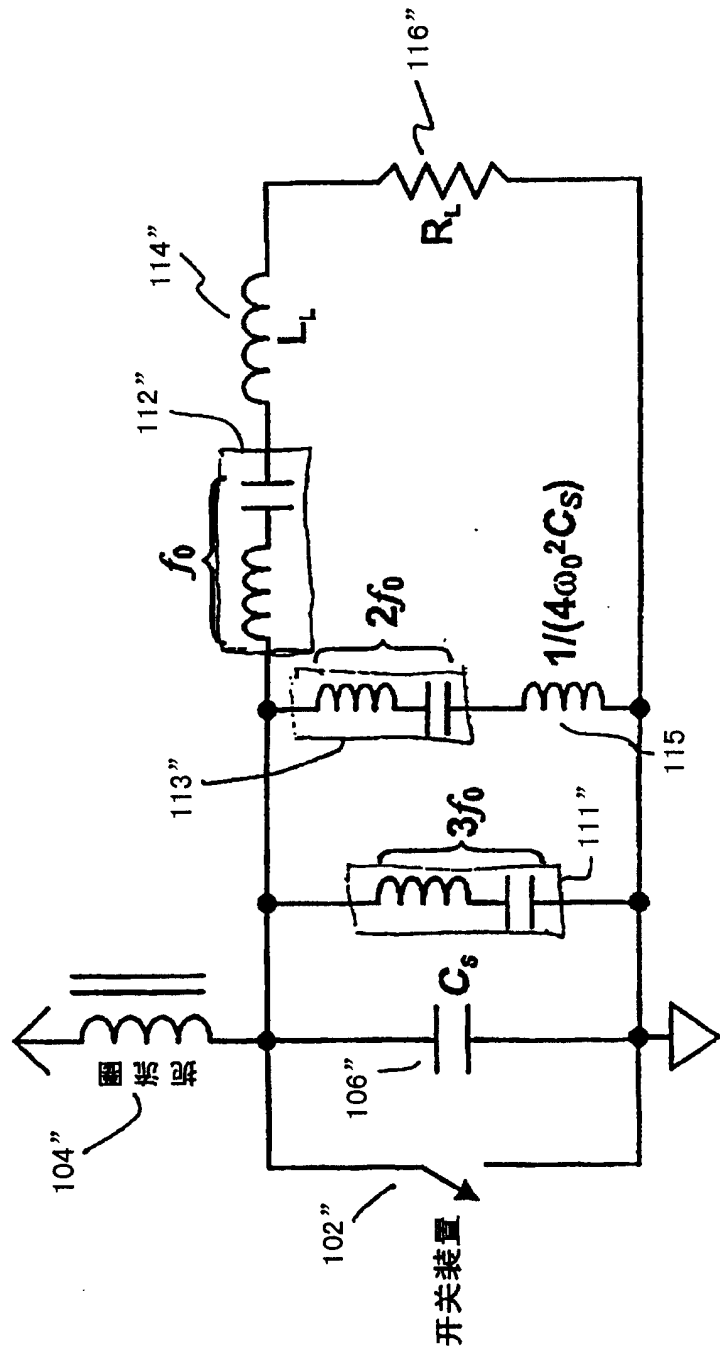


图4C

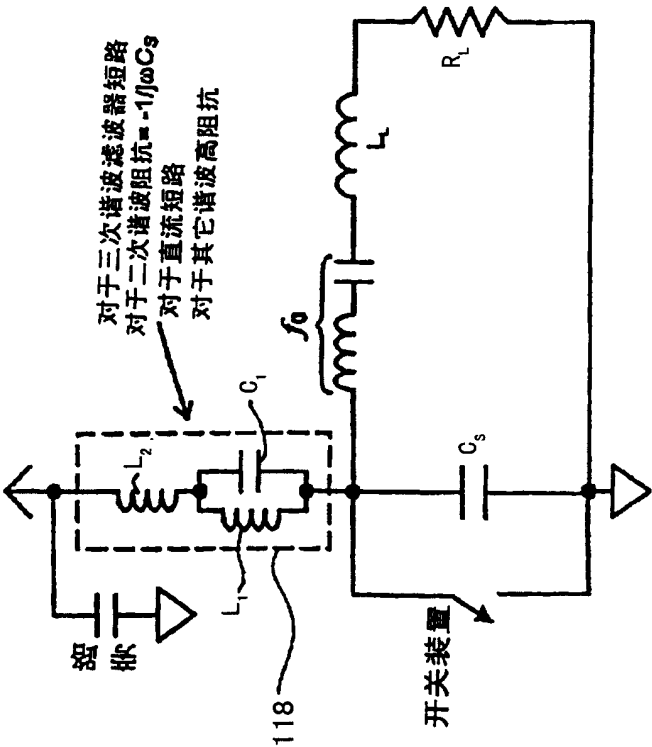


图4D

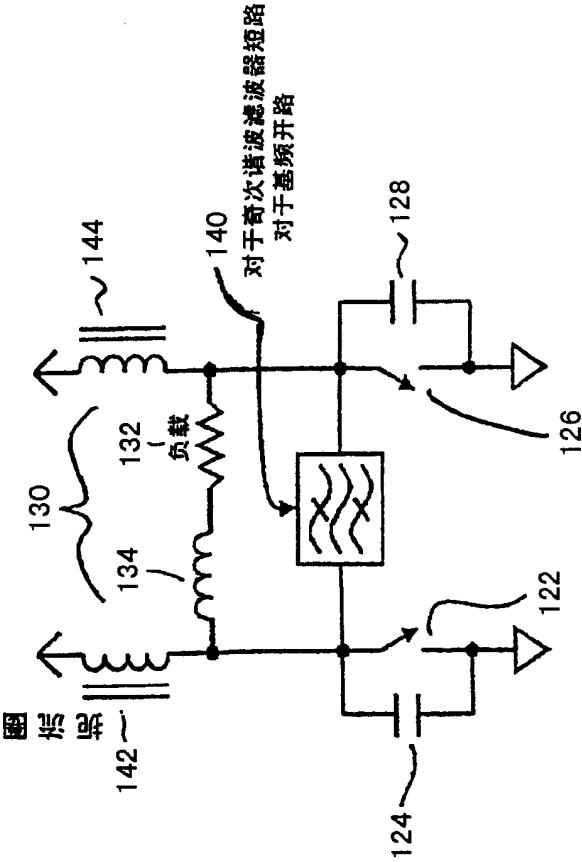


图5

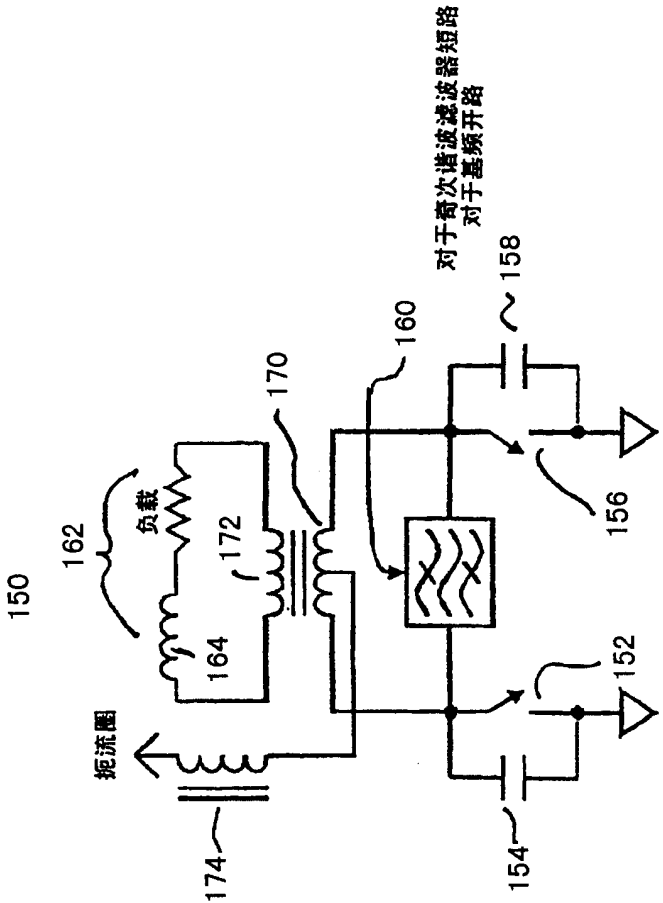


图6

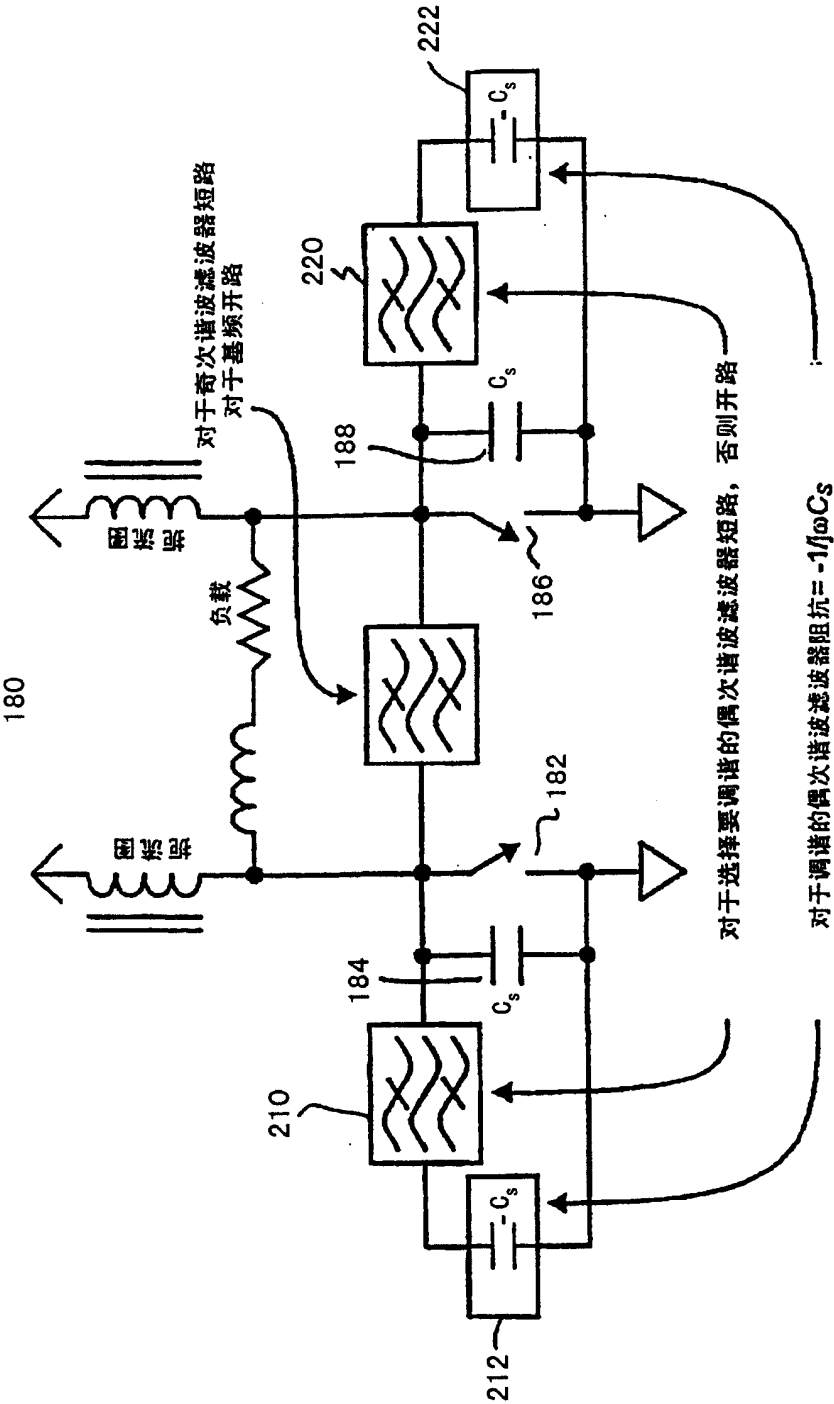


图7

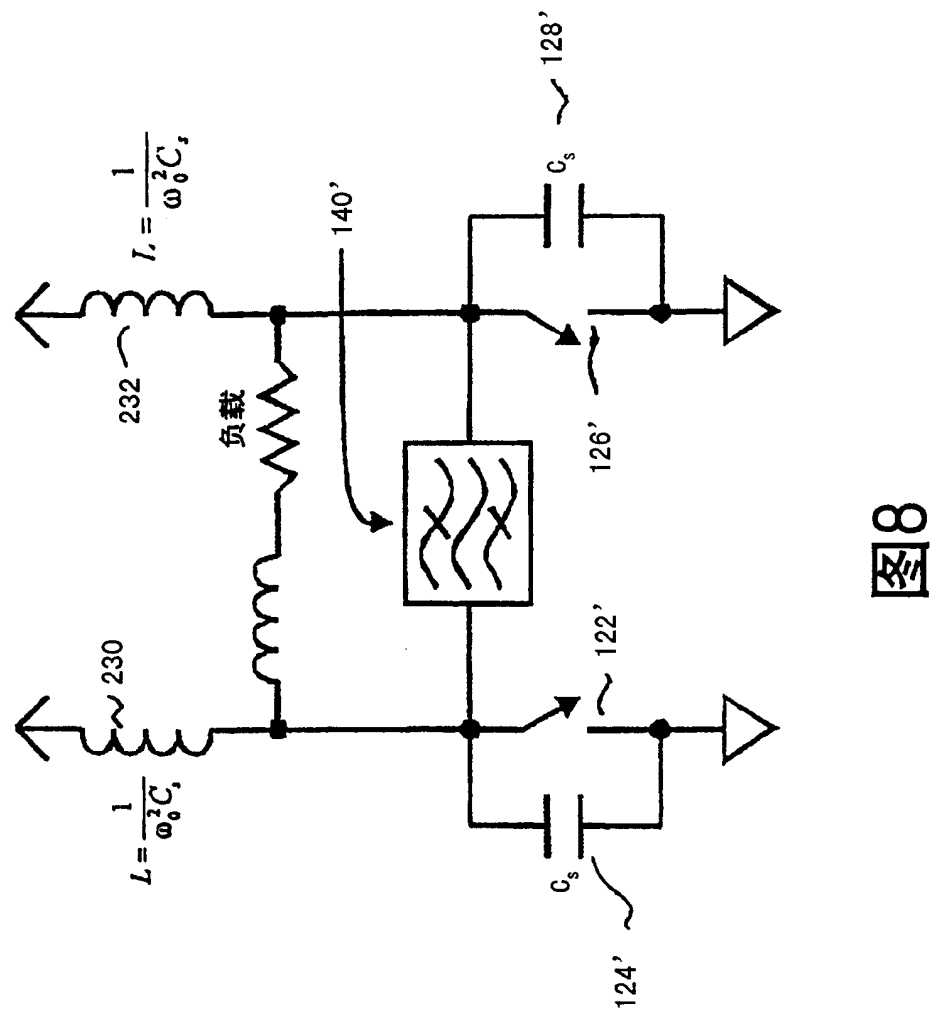


图8

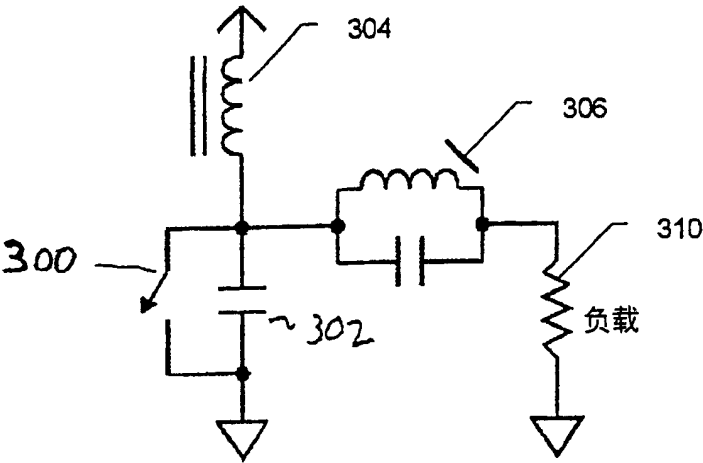


图9