

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03H 11/08

H03H 11/46



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96199696.X

[45] 授权公告日 2003 年 12 月 24 日

[11] 授权公告号 CN 1132309C

[22] 申请日 1996. 11. 27 [21] 申请号 96199696.X

[30] 优先权

[32] 1995. 11. 27 [33] SE [31] 9504230-5

[86] 国际申请 PCT/SE96/01557 1996. 11. 27

[87] 国际公布 WO97/20388 英 1997. 6. 5

[85] 进入国家阶段日期 1998. 7. 17

[71] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 J-M·戈比 T·约翰松

审查员 洪 岩

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

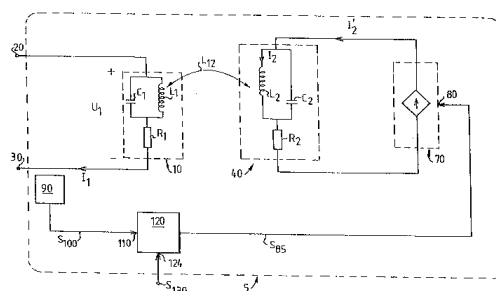
代理人 王 勇 王 岳

权利要求书 7 页 说明书 14 页 附图 9 页

[54] 发明名称 一种阻抗装置及其控制方法

[57] 摘要

本发明涉及一种阻抗装置(5)，它有一个第一导体(10, L_1)与一个第二导体(40, L_2)，这第一与第二导体被放置在彼此相关的位置上，因此它们之间有磁耦合(L_{12})。本发明还涉及一种控制这一阻抗装置阻抗的方法。这方法包括接收的步骤，在第一导体(10, L_1)里，有第一幅度(I_1)和第一相角(θ_1)的第一电信号，产生有第二幅度(I_2)和第二相角(θ_2)第二电信号。这方法包括发送这第二电信号到第二导体(40, L_1)，并控制所说的第二相角(θ_2)。



5 1.一种控制电路元件(5)的阻抗装置的阻抗的方法,所述电路元件有一个电阻(R_0)和一个电抗(L_0);阻抗装置包含有一个第一导体(10, L_1)和一个第二导体(40, L_2),这第一和第二导体被定位在彼此足够接近的位置上,以使它们之间有电磁耦合(L_{12});这方法包含的步骤有:

在第一导体(10, L_1)中接收一个第一电信号,该第一电信号有第一幅度(I_1)和第一相角(θ_1);

10 由信号发生器(70)产生一个有第二幅度(I_2)和第二相角(θ_2)的第二电信号;

传送第二电信号到第二导体(40, L_2);和

控制所说第二相角(θ_2),这样使所说电阻(R_0)被改变。

15 2.按照权利要求1的方法,其中产生所说第二电信号的步骤包括:

响应于所说第一电信号,产生一个第一控制信号(S_{85}),以控制第二电信号的第二幅度(I_2)和第二相角(θ_2)。

3.按照权利要求1的方法,还包括步骤为:

20 相对于所说第一相角,调节所说第二相角,这样实现所说阻抗的电阻分量的调节。

4.按照权利要求1的方法,还包括步骤为:

相对于所说第一相角,调节所说第二相角,这样使所说第一相角(θ_1)与所说第二相角(θ_2)之间提供一个相差(ϕ)。

5.按照权利要求1的方法,还包括步骤为:

25 相对于所说第一相角,调节所说第二相角,这样实现所说阻抗的电抗分量的调节。

6.按照上述权利要求5的方法,还包括步骤为:

保持一个预定的相差(ϕ),其中所述的相差(ϕ)是在所说第二相角(θ_2)与所说第一相角(θ_1)之间的差。

30 7.在一个电路元件(5)的阻抗装置中控制所说阻抗装置的

阻抗的方法, 所述电路元件有一个电阻 (R_e) 和一个电抗 (L_e);
阻抗装置 (5) 有一个第一导体 (10, L_1) 和一个第二导体 (40,
 L_2), 这第一和第二导体在它们之间有一个相互的电磁耦合 (L_{12});
所说方法包括步骤有:

- .01 产生一个有第一幅度 (I_1) 和第一相角 (θ_1) 的第一信号;
提供所说第一信号到所说第一导体 (10, L_1);
对应于所说第一信号, 产生一前馈信号 (i_T);
响应于所说前馈信号产生一个第二信号, 所说第二信号有一个
10 第二幅度 (I_2) 和一个第二相角 (θ_2);
提供所说第二信号到所说第二导体 (40, L_2); 和
控制所说第二相角 (θ_2), 使所说电阻 (R_e) 被改变。

8. 按照权利要求 7 的方法, 其中控制所说第二相角 (θ_2)
的步骤包括:

- 15 控制所说第二相角 (θ_2), 这样使所说第一相角 (θ_1) 与所
说第二相角 (θ_2) 之间提供一个相差 (ϕ)。

9. 按照权利要求 7 的方法, 其中控制所说第二相角 (θ_2)
的步骤包括:

- 提供所说前馈信号 (i_T) 到一个控制装置 (440), 这控制装置
有一个控制信号输入端口 (630);
20 响应于所说控制信号对所说第二相角 (θ_2) 产生影响。

10. 可用按照上述权利要求任一权利要求的一种方法在一个
高频谐振器中。

11. 可用按照权利要求 1—9 的任一权利要求的一种方法在
一个滤波器中。

- 25 12. 可用按照权利要求 1—9 的任一权利要求的一种方法在
一台无线电接收机中。

13. 一种有一个电阻 (R_e) 和一个电抗 (L_e) 的阻抗装置
(5); 这阻抗装置包括:

- 30 一个第一导体 (10, L_1) 被用来接收一个有第一幅度 (I_1)
和第一相角 (θ_1) 的第一电信号;

一个第二导体 ($40, L_2$)，所说第二导体被置于相对于所说第一导体的位置，这样在所说第一和第二导体之间提供磁耦合 (L_{12})；

5 一个信号发生器 (70) 被激励产生一个第二电信号，所说第二电信号有一个第二幅度 (I_2) 和一个第二相角 (θ_2)；

所说信号发生器被耦合到所说第二导体 ($40, L_2$) 用于把所说第二电信号供给所说第二导体 ($40, L_2$)；

其中所说信号发生器是设计用来控制第二相角 (θ_2)，这样使所说电阻 (R_e) 被改变。

10 14. 一种电路元件 (5) 有一个电阻 (R_e) 和一个电抗 (L_e)，这元件有第一端口 (20) 和第二端口 (30)，为接收有第一幅度 (I_1) 和第一相角 (θ_1) 的第一电信号，这元件包括：

耦合于第一端口 (20) 和第二端口 (30) 的一个第一导体 ($10, L_1$)；

15 一个第二导体 ($40, L_2$)，所说的第二导体是被电磁耦合 (L_{12}) 于所说的第一导体；

为了产生对应于所说第一电信号的指示器信号 (i_T) 的一个传感器 (90; 480, 490)；

20 为了控制元件阻抗的一个控制器 (120, 70; 440, 480)，所说控制器有接收所说指示器信号的第一输入口 (110) 和接收可调置位信号的第二输入口 (630)，所说控制器是设计用来产生响应于所说指示器信号和所说置位信号的一个第二电信号，所说第二电信号有一个第二幅度 (I_2) 和一个第二相角 (θ_2)；

25 所说控制器被耦合到所说第二导体 ($40, L_2$)，为了提供所说第二电信号到所说第二导体 ($40, L_2$)；

所说控制器包含用于控制所说第二相角的装置 (440)。

15 按照权利要求 13 或 14 的电路元件，其中所说第一导体是一个电感器，而其中所说第二导体是一个电感器。

30 16. 按照权利要求 13 或 14 的电路元件，其中所说控制器是设计用来产生所说第二电信号以便使所说电阻 (R_e) 被改变。

17. 一种电路元件(5)的电感装置, 该电路元件(5)有一个第一端口(20)和一个第二端口(30), 电感装置有一个电阻(R_e)和一个电抗(L_e); 电感装置包括:

5 耦合在端口(20, 30)的一个第一电感器(10, L_1), 用于接收有第一幅度(I_1)和第一相角(θ_1)的第一振荡电信号;

一个第二电感器(40, L_2), 所说的第二电感器具有到所说的第一电感器的互感电磁耦合(L_{12});

10 一个信号发生器(70; 490, 450; 412, 440), 用于产生一个决定于所说第一电信号的第二振荡电信号, 所说第二电信号有一个第二幅度(I_2)和一个第二相角(θ_2);

所说信号发生器(70; 490, 450)是把所说第二振荡电信号供给所说第二电感器(40, L_2), 使在第一电感器产生一个响应于第二振荡电信号的反馈信号;

15 这里所说信号发生器包括用来控制所说的第二相角(θ_2)的装置(440)。

18. 按照权利要求 17 的电感装置(5), 其中所说控制装置是设计用来控制第二相角(θ_2), 使所说电阻(R_e)被改变。

19. 按照权利要求 17 或 18 的电感装置(5), 其中

20 所说信号发生器(70; 490, 450)设计把所说第二电信号供给所说第二电感器(40, L_2), 使所说第一相角(θ_1)与所说的第二相角(θ_2)之间产生一个相差(ϕ), 用来控制电感装置的电阻。

25 20. 按照权利要求 19 的电感装置(5), 其中所说控制装置(440)设计用来控制相差(ϕ)到一个偏离零的预置值, 使所说电阻(R_e)被改变。

21. 按照权利要求 19 的电感装置(5), 其中所说控制装置设计用来控制相差(ϕ)到一个偏离零的预置值, 使所说电阻(R_e)被减小。

30 22. 按照权利要求 19 的电感装置(5), 其中所说控制装置设计用来调节控制相差(ϕ)到一个偏离零的值, 使所说电阻(R_e)

被改变。

23. 按照权利要求 19 的电感装置 (5), 其中所说信号发生器设计用来调节控制相差 (ϕ) 到一个偏离零的值, 使所说电阻 (R_0) 被减小。

5 24. 按照权利要求 19 的电感装置 (5), 其中所说信号发生器设计用来产生所说第二电信号, 这样相差 (ϕ) 被控制到偏离 $n\pi$, 这里 n 是一个整数。

25. 按照权利要求 19 的电感装置 (5), 其中所说信号发生器是用来产生所说第二电信号, 这样相差 (ϕ) 被控制在下列区域内
10 的一个值

$$(p-1) * \pi < \phi < p * \pi$$

这里 p 是一个奇数, p 不为零。

26. 按照权利要求 19 的电感装置 (5), 其中所说信号发生器是用来产生响应于所说第一电信号的所说第二电信号。

15 27. 按照权利要求 17—25 中的任一权利要求的电感装置 (5), 其中

所说的第一电感器有一个第二电阻值 (R_1);

所说电磁耦合电感器被安排来产生一个第三电阻值 (R_v);

20 在第一和第二端口之间的所说第一电阻值 (R_0) 大体上是所说第一电阻值 (R_1) 和所说第二电阻值 (R_v) 之和。

28. 按照权利要求 17—25 中的任一权利要求的电感装置 (5), 其中

所说的第一电感器有一个第二电抗值 (X_1);

所说电磁耦合电感器被安排来产生一个第三电抗值 (X_v);

25 在第一和第二端口之间的所说第一电抗值 (X_0) 取决于所说第二电抗值 (X_1) 和所说第三电抗值 (X_v)。

29. 按照权利要求 17—25 中的任一权利要求的电感装置 (5), 包括:

30 一个传感器装置 (550, 560, 480, 490), 用于产生响应于所说第一电信号的所说第二电信号。

30. 按照权利要求 17—25 中的任一权利要求的电感装置(5), 其中所说控制装置(440)包括:

一个为调节信号的输入口(630);

5 所说控制装置(440)是设计用来控制响应于所说调节信号的所说第二相角(θ_2)。

31. 一种集成电路芯片包含有按照权利要求 17—25 中任一权利要求的电感装置(5)。

32. 按照权利要求 31 的集成电路芯片, 其中
10 所说第一电感器包括形状为螺线形的一个导体; 和
所说第二电感器包括形状为螺线形的一个导体;
所说第一螺线和所说第二螺线是相互盘绕。

33. 按照权利要求 31 或 32 的集成电路芯片, 其中
15 所说第一电感器包括形状为螺线形的一个导体; 和
所说第二电感器包括形状为螺线形的一个导体; 和
所说第一螺线和所说第二螺线被做成扁平状的螺线。

34. 按照权利要求 32 的集成电路芯片, 其中所说螺线是环形的。

35. 按照权利要求 32 的集成电路芯片, 其中所说螺线是方形的。

20 36. 一种可以电子频率调谐的谐振电路包括:

一个按照权利要求 17—25 和 32 中任一权利要求的电感装置(5), 该电感装置有一个第一电感值(L_{ekv});

一个有第一电容值的电容装置, 所说第一电容值可被进行电子调节;

25 所说电容装置与所说电感装置互相耦合, 这样在一个取决于所说第一电容值和所说第一电感值(L_{ekv})的选定频率谐振。

37. 按照权利要求 36 的谐振电路, 其中所说选定频率取决于所说相差(ϕ)。

38. 一种振荡器电路包括:

30 按照权利要求 17—25 和 36 中任一权利要求的一个电感装置

(5)。

39. 一种滤波器电路包括:

按照权利要求 17—25 和 36 中任一权利要求的一个电感装置

(5)。

5

40. 按照权利要求 17-25 和 36 之一的滤波器电路, 还包括:

一个电容装置 (260, 410), 它与所说电感装置 (5) 并联连接。

一种阻抗装置及其控制方法

本发明的技术领域

- 5 本发明涉及一种阻抗装置和一种调节阻抗装置阻抗的方法。本发明还涉及包含有这样一种阻抗装置的电子电路。本发明还涉及一种集成电路芯片。

有关技术的描述

- 10 一种电路元件常常被描述为一个阻抗 Z ，它有一个电阻部分和一个电抗部分。换句话说，一种元件有一个电阻 R 和一个电抗 X 。这电抗可以是电容性的或电感性的。电抗 X 可以包含一个电容性元件和一个电感性元件，这使元件的阻抗呈现为电感性的和电容性的以及电阻性的。

- 15 谐振器电路是用在电子电路中诸如滤波器和振荡器元件。US-A-4338582 公布了一种谐振电路包含有一个电感器、一个变抗器和一个电阻器与一个场效应晶体管相耦合。场效应晶体管被安置成呈现负阻，用以补偿由变抗器呈现的一个很大的电阻性成份。

- 20 由 A. Presser 发表的“Varactor-Tunable, High-Q Microwave Filter” (RCA Review, Vol 42, pp 691-705, 1981) 得出结论，变抗器的损耗可以用一个有源元件的负阻来补偿。Presser 公布了一个被连接成反馈配置的场效应晶体管，用以提供负阻。公布的场效应晶体管与有电阻损耗的变抗器以串联方式连接。

- 25 N. M. Nguyen 和 R. G. Meyer 发表的论文“SiIc-Compatible Inductors and LC Passive Filters” (IEE Journal of Solid-state Circuits, Vol. 25, No. 4, 1990) 公布了一个方的螺线形电感器，它用铝制造在硅的基片上。这公布的电感为 9.7nH 电感器还有 15.4 欧姆串联电阻，在 0.9GHz 最大 Q -值低于 4。这论文中还公布了一个低通滤波器，它包含两个电感器，它们彼此间有互感。虽然约为 3 的
30 Q -值便可采用，但所公布的电感器性能仍然受到金属电阻的限制。

EP, A2, 0 356 109 描述了有一个初级绕组和次级绕组的低频电感变压器。一个传感器变压器检测电感变压器的初级绕组中的电流，

响应于这检测电流的一个运算放大器被描述用来控制次级绕组中的电流，以提高初级绕组的电感作用。

发明提要

- 5 本发明涉及的问题是提供一个能够控制其阻抗的阻抗装置。

本发明还要论及的问题是提供一个优越的高Q-值的电感器。按照现有技术制造的集成电路电感器具有特别低Q-值的缺点。与先前技术相关连的另一问题是集成电路电感器的的工作频率受到寄生电容的限制。

- 10 本发明还进一步涉及到提供在高频时有优越性能特点的集成电路电感器问题。

实现一种控制电路元件阻抗的方法是本发明的一个目的。有了这样一种方法就能对电路元件的电阻以及电抗进行电子调节。这样的阻抗控制能调节元件的品质因素 Q_0 ，它也能控制元件的谐振频率 ω_0 ，

- 15 以及控制包含有该元件的任何电路的谐振频率。

本发明的另一个目的是完成一种电感装置，在这种装置中，品质因素是可调的。

完成一种电阻可调的元件亦是本发明的一个目的，本发明的另一个目的是完成一种电抗可调的元件。

- 20 为了满足上面所提的各种目的，元件可以包含一个第一端口和一个第二端口，一个第一导体与这两端口相连。端口20与端口30之间元件的阻抗 Z_0 。可以用关系式

$$Z_0 = R_0 + jX_0$$

来表示，这里 R_0 是元件的电阻， X_0 是元件的电抗。

- 25 元件还包含一个第二导体，这第二导体是电磁耦合于第一导体。

按照本发明的方法包括在第一导体中接收第一电信号的步骤。第一电信号有第一幅度和第一相角。一个信号发生器被提供来产生一个第二电信号。信号发生器送第二电信号到第二导体。第二电信号有第二幅度和第二相角。信号发生器包含控制第二相角的装置。

- 30 元件的电阻 R_0 应随第二相角与第一相角之间角差而变化。按照本发明元件的电阻用改变第二相角与第一相角之间角差可使其改变。

第二电信号能响应于第一电信号而产生。换言之，从两个信号的产生响应于一个第三电信号这个意义上说，第二电信号决定于第一电信号。

5 按照本发明的一个实施例，控制装置包含有一个响应于所说第一信号而产生所说第二电信号的传感器装置。按照本发明的一个实施例，控制装置还包含一个调节信号输入端口。这控制装置设计用来根据这调节信号控制第二相角。

10 本发明的另一个目标是实现一个有电感的电感装置，其值可以电子调节。本发明的另一目的是实现一个有电阻的电感装置，其值可进行电子调节。借助调节第二信号的幅度和相位而提供的一个调节装置使这些目的均被实现。

15 本发明的一个追加目的是实现一个包含有一个优越特性的电感装置的集成电路芯片。本发明更进一步目的是实现工作频率高达300MHz以上并有一个改善的Q-值的集成电路电感装置。这些目的采用一个有第一和第二导体、它们之间有电磁耦合的集成电路而达到。按照本发明的一个实施例，第一导体做成螺线形，第二导体也做成螺线形。这第一螺线和第二螺线被相互盘绕，以便在所说电感器之间提供所说的磁耦合。

20 附图的简要说明

为了容易理解本发明，采用具体例子和参照附图来进行描述，附图有：

图 1A 是一个电感器的示意表示，按照先前技术，它有一个电感性和电阻性阻抗。

25 图 1B 是一个电感器的示意表示，按照先前技术，它有一个电容性以及一个电感性和电阻性阻抗。

图 1C 说明与先前技术电感器相关的所出现寄生电容原理。

图 2 示出按照本发明的阻抗装置第一个实施例的示意方框图。

30 图 3A 和图 3B 分别说明有幅度 I_1 和相角 θ_1 的第一电信号和一个有第二幅度 I_2 和第二相角 θ_2 的第二电信号。

图 4 是图 2 中阻抗装置的一种示意表示。

图 5 是按照本发明的阻抗装置第二个实施例的示意方框图。

图 6A 是用示于图 2、4 和 5 中的阻抗装置得到的电阻性和电抗性阻抗的一个曲线图。

图 6B 是用示于图 2、4 和 5 中的阻抗装置得到的一个产生可变电阻的曲线图。

5 图 7 是一个滤波电路的示意方框图，它包含一个按照本发明的电感装置。

图 8 示出频率范围从 800MHz 到 1000MHz 内，一个包含按照本发明电感装置的阻抗网络所显示的阻抗绝对值。

10 图 9 是集成电路芯片一部分的一个顶视图，它包含了一个集成变压器，变压器有第一导体被放置在使与第二导体产生一个互感位置。

图 10 是图 9 集成电路一部分的一个局部侧视图。

图 11 是一个带通滤波器的等效电路图，在这里提供了一个按照图 10 集成电路的阻抗网络。

图 12 是按照本发明的一个谐振器示意方框图。

15 图 13 是图 12 中谐振器更为详细的示意表示。

实施例的详细说明

在下面的描述中，在不同的实施例中，同样的特性将用相同的数字来指示。

20 第一个实施例

图 2 示出包含电感器 10 的一个元件 5 的示意方框图，它有自感 L_1 和有效功率损耗，有效功率损耗在图 4 中用串联电阻 R_1 来表示。电感器 10 耦合到第一端 20 和第二端 30。

25 元件 5 还包含一个第二电感器 40，第二电感器 40 有自感 L_1 和一个电阻损耗，电阻损耗在图 2 中用串联电阻 R_2 来表示。电感器 40 被放置在与第一电感器 10 的相关位置上，以便使它们间有电磁耦合。换一句话说，第一电感器 10 与第二电感器 40 之间有互感 L_{12} 。电感器 40 有端口 50 和端口 60，这两端口与信号发生器 70 相接。信号发生器 70 包含一个用于第一控制信号 S85 的输入端。

30 信号源 86 通过其值为 R_{88} 的源阻抗 88，输出第一个振荡电信号到端口 20。当第一个电信号例如频率为 f_1 、幅值为 $\hat{I}_1$ 和相角 θ_1 的电流 I_1 被输送到电感器 10 时，信号发生器 70 被激活，产生第二个电信号，

例如幅值为 $\hat{I}_2$ 和相角为 θ_2 的电流 I_2 加到第二个电感器 40 上。借助于第一个控制信号，第二个电信号的幅值 $\hat{I}_2$ 和相角 θ_2 能被电子控制。这第一个控制信号亦能控制第二个电信号的频率或多个频率。

图 3A 说明端口 20 上具有幅值为 $\hat{I}_1$ 和相角为 θ_1 的输入信号。图 3B 说明具有幅值为 $\hat{I}_2$ 和相角为 θ_2 的第二个电信号。能控制这第二个相角 θ_2 与第一相角 θ_1 有区别，以便给出第一个相角差 ϕ_1 。这第一个电的角差 ϕ_1 对元件 5 的阻抗有影响。这在下面将进行详细描述。

当电流 I_1 加到图 2 电路的端口 20 时，电感器 10 的两端将出现一个响应电压 U_1 。如上面所描述那样，以第二电流 I_2 激励第二电感器 40 为前提条件的电路 5 的分析给出一个响应函数 $U_1/I_1 = Z_e$ ，这里 Z_e 是电路 5 的阻抗。激励第二电感器 40 在第一电感器 10，响应电感器 40 中的电信号会产生一个反馈信号，因此影响端口 20 与 30 之间电路 5 的阻抗 Z_e 。

端口 20 与 30 之间电路 5 的阻抗 Z_e 可以用关系式

$$Z_e = U_1/I_1 = R_e + jX_e \quad (1)$$

表示。分析揭示

$$R_e = R_1 - \omega L_{12} (I_2/I_1) \sin \phi_1 \quad (2)$$

$$X_e = \omega L_1 + \omega L_{12} (I_2/I_1) \cos \phi_1 \quad (3)$$

从方程式 (2) 可以清楚看到这电阻性或实数项 R_e 包含有一个决定于角差 $\phi_1 = \theta_2 - \theta_1$ 的项。

这因子 $\sin \phi_1 = \sin (\theta_2 - \theta_1)$ 对应于角 ϕ_1 在某些范围它为正值，对应于角 ϕ_1 在另一些范围它为负值。因此，电阻 R_e 随角 ϕ_1 的函数的变化而变化。

同样方程式 (3) 揭示这电抗 X_e 随角 ϕ_1 的函数的变化而变化。

方程式 (1)、(2) 和 (3) 可以被重写为

$$Z_e = R_1 + j\omega L_1 + \omega L_{12} (I_2/I_1) (-\sin \phi_1 + j\cos \phi_1) \quad (4)$$

$$Z_e = R_1 + j\omega L_1 - \omega L_{12} (I_2/I_1) \sin \phi_1 + j\omega L_{12} (I_2/I_1) \cos \phi_1 \quad (5)$$

在方程式 (5) 中，开始的两项与角 ϕ_1 无关，而最后两项是角 ϕ_1 的函数。

这样，方程式 (5) 可再次重写为

$$Z_e = R_1 + j\omega L_1 + R_v + jX_v \quad (6)$$

这里

$$R_v = -\omega L_{12} (I_2 / I_1) \sin \phi_1, \quad (7)$$

$$X_e = \omega L_{12} (I_2 / I_1) \cos \phi_1, \quad (8)$$

在方程式(6)中, 这项 R_v 和 X_v 清楚地响应于 ϕ_1 而变化。

这样, 端口 20 和 30 之间的电路 5 的总阻抗可以用关系式

$$Z_e = Z_1 + Z_v, \quad (9)$$

来表示, 这里

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad (10)$$

$$Z_v = R_v + jX_v \quad (11)$$

因此按照本发明的电路为提供一个可调的阻抗 Z_v 有方便的作用, 它的值如上面所描述的那样, 可用第一控制信号来控制。图 4 是电路 5 的示意表示。如方程式(9)和图 4 所表明的那样, 电路 5 所起的作用是产生一个与可变阻抗 Z_v 相耦合的阻抗 Z_1 。

发明者实现了用调节上面所描述的电阻值 R_v (参见图 4), 使其值接近于电阻值 R_1 , 但符号相反, 能控制阻抗装置 5 所起作用, 如同一个可以控制并改善 Q 值的电感装置。

按照本发明, 阻抗装置 5 可以用来提供负的电阻值 R_v 。

一个电路的品质因素 Q 通常定义为电路的电抗和它的等效串联电阻的比值。应用上面品质因素的定义到阻抗装置 5, 用方程式(1)和(6)可导出

$$Q_5 = X_e / R_e = (\omega L_1 + X_v) / (R_1 + R_v) \quad (12)$$

加一个合适的相位角 θ_2 的第二电信号 I_2 可提供一个负的电阻值 R_v , 导致比值(12)的分母接近零。从而品质因素 Q_5 响应于相角 θ_2 可以调节, 并且用一个合适的相角 θ_2 电路的品质因素可以得到大大改善。

达到有一个便利的高 Q 值的电感装置的问题便是这样解决的。

用本发明达到的另一目的是提供一个有高谐振频率的集成电路电感器。

电感器的谐振频率是正比于电感量和伴随于电感器的寄生电容乘积方根的倒数:

$$f_0 = 1 / (\sqrt{LC_p}) \quad (13)$$

从方程式(13)可以看到谐振频率 f_0 受 L 和 C_p 乘积的限制。对于一个选定的电感值 L, 为了提高谐振频率 f_0 , 必须降低寄生电容 C_p 。

因此, 对一个选定的电感值 L 而言, 如果 L/C_p 提高了, 谐振频率也被提高。

当电感装置 5 被采用时, 如上所述, 所提供的电抗值是能控制的。用方程式 (3) 中的电抗值 X 来替代方程式 (13) 中的电抗值 L , 对谐

5 振频率给出如下的表示式:

$$f_{05} = 1/\sqrt{(L_1 + L_{12} I_2 / I_1 \cos \phi_1) * C_p} \quad (14)$$

如果角 ϕ_1 在 $-\pi/2$ 到 $+\pi/2$ 的范围内进行调节, 可使由电感装置 5 所提供的电抗值达到最大值, 这从图 6 中可以清楚地看到。通常, 电抗值与寄生电容之间的比率增高, 对某一确定的电感值, 就能给出
10 较高的谐振频率。因而对电感装置 5 的谐振频率 f_{05} 可以调到比单个电感器的谐振频率更高的值。

通过在装置 5 中提供非常低或可忽略电阻损耗的电感 10, 装置 5 的作用像一个电抗装置。电抗装置 5 的电抗是响应于角 ϕ 而变化。

15 第二个实施例

按照本发明阻抗装置的第二个实施例呈现在图 5 中。

一个传感器 90 促使产生第一个指示器信号 $S100$ 并传送这第一个指示器信号到控制器 120 的第一个输入端 110。第一个指示器信号 $S100$ 是响应于第一个电流 I_1 而产生, 以使包含有关于第一个电信号
20 的频率 ω_1 、幅值 $\hat{I}_1$ 和相角 θ_1 的信息。

控制器 120 包含第二个输入端 124 用来接收调节信号 $S130$ 。调节信号 $S130$ 包含有关于端口 20 和端口 30 之间电路 5 的所期望阻抗 Z_0 的信息。控制器被安置成响应第一指示器信号 $S100$ 和调节信号 $S130$ 产生第一控制信号 $S85$ 。为了提供第一控制信号 $S85$ 到信号发生
25 器 70, 控制器 120 耦合到信号发生器输入端 80。

图 6

发明者提出一个装置 5, 其中当这个阻抗装置的阻抗被测量时, 改变其相角 ϕ 。测量结果如图 6A 所示。

为简化对本发明的理解, 把测量结果分别示为阻抗 Z_0 的电阻部分 R_0 和电抗部分 X_0 的曲线。在图 6A 中, 轴 140 指示相角 $\phi = \theta_2 - \theta_1$,
30 而轴 150 指示电阻 R_0 和电抗 X_0 的值。

从图 6A 可以看到: 当相角 ϕ 在零与 π 之间时, 这被测的阻抗装置 5

的电阻 R_0 ，为负的。因此， R_0 的曲线指明了本发明有优越的效应能使电路电阻 R_0 达到负值。

当相角 ϕ 等于 $\pi/2$ 时，电阻 R_0 达到最小值。当相角 ϕ 等于零和相角 ϕ 等于 π 时，这测得的电阻值 R_0 相当于串联电阻 R_1 。把图 6A 中 R_0 的曲线与方程式 (6) 作一比较，表明电阻值 R_0 等于串联电阻 R_1 和可变电阻 R_v 之和。

把图 6A 中 R_0 的图示与方程式 (2) 进行比较，可得出结论：可变电阻 R_v 当相角 ϕ 等于零和相角 ϕ 等于 π 时，其值为零。

从上所述可以很容易理解当相角 ϕ 调到偏离 $n\pi$ 时，实际电阻 R_0 便增加或减小，这里 n 是整数。可变电阻 R_v ，作为相角 ϕ 的函数描述在图 6B 中。可以从图 6B 中看到，当 ϕ 偏离 $n\pi$ 时， R_v 偏离零，这里 n 是整数。整数被定义为正的和负的全部数字 0、+1、-1、+2、-2、+3、-3 ... 当相角 ϕ 在下列区间时：

$$(p-1)*\pi < \phi < p*\pi$$

可变电阻 R_v 为负值，这里 p 是一个奇整数， p 不为零。因此当相角 ϕ 在上面所述的区间时，实际电阻 R_0 是减小了。

从图 6A 可以看到当相角 ϕ 等于 π 时，电抗 X_0 达到最小值。把电抗 X_0 的曲线与方程式 (6) 之间相比较表明电抗 X_0 等于电抗 ωL_1 与可变电抗 X_v 的和。

从图 6 中 X_0 的图示，根据方程式 (3) 的分析得出结论当相角 ϕ 等于 $\pi/2$ 时， $X_0 = \omega L$ 。当 ϕ 的值为 $n\pi/2$ 时，也得到同样的结果，这里 n 为奇整数。

上面所描述的阻抗装置 5 的两个实施例均方便地用集成电路提供。包含按照本发明的电感装置的集成电路在本说明书的下面被详细描述。

集成电路可被装配在硅芯片上。按照本发明的一种类型，这样的一种集成电路可以用于通信系统中。阻抗装置可以工作在频率范围由 300MHz 到 30GHz。按照一种较佳的实施例，阻抗装置工作在频率范围从 400MHz 到 3GHz。

第三个实施例

从电子电路理论可以得到，由一个电感 L 与一个电容 C 并联相耦

合的阻抗网络有一个中心频率 f_c 。如果电感器有一个串联电阻 R ，其中心频率为：

$$f_c = 1 / [2 \pi \sqrt{(LC)}] * \sqrt{[1-(CR^2)/L]} \quad (15)$$

在中心频率，阻抗网络的总阻抗达到最大值。在其它频率网络的阻抗要低一些。

发明者运用这些知识，设计了一种新颖的、有创造性的包含阻抗装置 5 的滤波器。

这是作为一个例子，在图 7 中示出了一个滤波器 190，它有一个输入口 200 耦合到第一放大器级 210。第一放大器级 210 有一个输出口 220 耦合到阻抗网络 230 和第二放大器 250 的输入端 240。第二放大器级有一个输出端口 254。

阻抗网络 230 包含一个如本文前面已经描述的阻抗装置 5。阻抗装置 5 的端口 20 与第一放大器级 210 的输出端 220 耦合，而端口 30 与信号的地耦合。电容装置 260 与阻抗装置 5 相并联。

如方程式 (3) 所指出的那样，阻抗装置 5 可以被控制提供一个感性电抗 (参见图 6)。用阻抗装置 5 与上述的电容 260 组合，滤波器 190 将具有带通特性。

应用带通滤波器 190 在高频电路中，当输入端 200 的输入信号包含很宽频率范围时，由于滤波器 190 的作用，选出一个窄频范围信号出现在输出端 254 成为可能。

如果一个包含的频率覆盖了宽阔的频谱，并有一致的幅度的信号被加到输入端口 200 上，输出端的信号在中心频率。有最大的幅度，这里阻抗是最大值。

图 8 示出阻抗网络 230 在频率从 900MHz 到 950MHz 范围内显示的阻抗绝对值。

可以从图 8 看到阻抗网络 230 在中心频率 f_c 提供了一个有利的高阻抗，这里用参数 270 指示。示于图 8 的结果是用图 2 所示的阻抗装置 5 按图 7 所示的连接方法得到。在这个例子里，下面的数据被采用：

$$\begin{aligned} L_1 &= 5 \text{ nH} \\ R_1 &= 5 \text{ Ohm} \\ L_{12} &= 1.8 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$f_c = 922.50 \text{ MHz}$$

$$\phi = 4\pi/45$$

电容器 260 具有电容为 6.26 pF. 幅值 $|I_2|$ 与 $|I_1|$ 之间的关系随频率有一些变化. 从图 6A 可以看到, 当 ϕ 被选定约为 $4\pi/45$ 时, 电阻值
5 R_e 将接近于零. 图 7 中端口 20 与地之间阻抗的绝对值在中心频率 f_c 超过 70 KOhms.

很容易理解滤波器的响应曲线是表明 $|V_o/V_i|$ 比率的绝对值, 对应于图 8 所呈现的曲线, 这里 V_i 是输入信号的幅值, V_o 是输出信号的幅值.

10 响应曲线的半功率点, 分别在 $f_1 = 922.30 \text{ MHz}$ 和 $f_2 = 922.70 \text{ MHz}$, 半功率点指在这个点上功率低于峰值 3dB.

根据电子电路理论 Q-值可以由下式确定:

$$Q_o = f_c / (f_2 - f_1)$$

因此, 上面描述的滤波器 190 提供的品质因素 Q_c -值高于 2300.

15 采用按照本发明的阻抗装置 5 在带通滤波器中作为一个电感装置可提高滤波器的 Q 值, 因而能大大改进滤波器的选择性.

这一点已被注意到: 本发明的滤波器用调节电阻值 R_e 的方法提供了控制滤波器 Q-值的可能性. 因而本发明的滤波器提供了一个可调的 Q-值. 按照本发明用调节带通滤波器的 Q-值到一个低值, 便可
20 得到更宽一些的通带.

第四个实施例

按照本发明的第四个实施例, 包含阻抗装置 5 的一个滤波器, 用一个集成电路被提供.

25 图 9 是电感器 10 的集成形式的顶视图, 它被放置在集成电路 280 上, 以便与第二个电感器 40 产生电磁耦合.

电感器形成在集成电路芯片 280 上的第一导体层 278 内. 第一电感器 10 由第一导体形成, 它的大体上形状为一个螺线形, 在螺线的外围部分有第一终端 20, 在螺线的内圈有第二终端 30. 第二电感器
30 40 由第二导体形成, 它与第一导体相盘绕. 导体 10 与 40 的盘绕, 使导体之间具有一个有利的大的互感 L_{12} . 如图 9 所示的电感器大体上为一个方形螺线. 但按照另一个实施例, 电感器大体上被盘绕成为

圆形螺线。按照另外还有一个实施例，电感器大体上被盘绕成为一个八角形螺线。

图 10 是集成电路芯片 280 一个部分的局部侧视图，在半导体基片 284 的表面上安置了导体 10 和 40。半导体基片包含有一氧化层 286，使导体 10、40 与半导体基片上的电路绝缘。基片包含一层导电层 290。为了使导体 10 和 40 与其它电路元件相连接，基片 284 还包含有导电部分和介质部分。图 10 示出的芯片部分相应于图 9 中沿虚线 A—A 的一个剖面。当一个电感器做成集成电路肘，有杂散电容和杂散电阻与电感值 L_1 相串联和并联。这些损耗在图 10 中分别被虚线电容器 300、310 和虚线电阻器 320、330 表示。当两个电感器如图 9 所描述那样做成一个集成电路时，导体 10 与 40 之间可能有杂散电容（未示出）。在导体之间有这种杂散电容情况下，电感器之间的电磁耦合可能还包含有电容耦合，当调节相角 ϕ 时，这一因素必须被考虑。在导体之间存在电容耦合情况下，第一导体 10 中响应导体 40 的电信号而产生的反馈信号的相位可能偏离相角 θ_2 。

图 11 示出带通滤波器 190 的一个等效电路图，滤波器有包含按照图 9 和图 10 提供的第一导体 10 和第二导体 40 的阻抗网络 230。上面描述的杂散电阻 320 和 330 以及寄生电容 300 和 310 都被包括在图 11 所示的等效电路内。

第二电感器 40 连同信号发生器 70 一起存在，使之能够补偿因杂散和损耗阻抗 R_1 ，320，330，300 和 310 所描述的功率损耗一部分或全部。这补偿用调谐上述的可变电阻 R_v 和可变电抗 X_v 到所希望的值来达到。在集成电路上安装电感装置 5 这个有创造性的措施使集成电路的性能得到实质性的改善。

上面所描述的实施例，举了一个集成电路用作带通滤波器的例子。低通滤波器和高通滤波器以及包含一个或几个阻抗装置 5 的其他集成电路，亦属本发明的范围之内。按照本发明的阻抗装置可以便利地被提供在雷达接收机的滤波器中。

30 第五个实施例

根据谐振理论，应记得：包含电抗元件的电路可以在某个频率使其振荡。振荡频率决定于电路的谐振频率。这谐振频率可以由上面描

述的方程式 (13) 或 (15) 来确定。

按照本发明的第五个实施例, 在这里提出了包含有第一电感器 10 和第二电感器 40 的阻抗装置的谐振器 400。第一电感器 10 和第二电感器 40 之间有一个互感 L_{12} , 第二电感器 40 有一个端口 50。

- 5 在图 12 中示出了按照本发明的一个谐振器 400 的原理示意方框图。信号源 402 经一个信号源阻抗 404 被耦合到第一电感器 10 的输入端口 20。第一变抗器 410 连接在端口 20 与信号地之间。

- 源阻抗为 414 的信号源 412 耦合到第二电感器的端口 50。第二变抗器连接在端口 50 与信号地之间。源 412、阻抗 414 和变抗器 440
10 相对应于上面图 2 所描述的信号源 70。因此图 12 说明电感装置 5 按照本发明与第一变抗器 410 相并联。

变抗器 440 可以被调谐呈现一个电容量, 它使相角差 ϕ 到一个选定值。因此, 角 ϕ 可以选定使调节电抗装置 5 的电抗为一个占优势的电感值。

- 15 当起动谐振器电路 400 时振荡可由信号源 402 触发, 信号源 412 产生一个信号, 它的幅度和相位决定于端口 20 上信号的幅度与相位。例如, 这信号源 412 可以包含一个双极晶体管, 它的基极 80 被耦合到端口 20, 它的发射极被耦合到端口 50。

- 变抗器 410 占优势的容抗 Z_c 和电抗装置 5 的感抗 Z_e 协同工作。
20 谐振频率决定于变抗器的电容和阻抗装置 5 的电感:

$$f_{or} \approx 1 / [\sqrt{(Z_c * Z_e)}] \quad (16)$$

改变第一变抗器 410 的容抗 Z_c 就可调节谐振频率 f_{or} 。

提供给第二电感器 40 的信号 I_2 的相角 θ_2 可以用改变第二变抗器 440 的电容来调节。

- 25 已如上面所描述的那样相角 θ_2 的调节, 对应于相角差 ϕ 的调节, 并且阻抗 Z_e 决定于角 ϕ 。因而谐振器的 Q-值是依靠第二变抗器 440 来进行电子调节。

图 13

图 13 示出一个谐振器电路 400 实施例的详细原理图。

- 30 电源 450 给电源端口 460 加一个正的电源电压 +Vcc。电源 450 有一个负极连接到负电源端口 470。在这个实施例中, 所示的端口 470 与信号地相接。

晶体管 480 具有其集电极与端 460 相连, 它的发射极连接到另一个晶体管 490 的基极. 电阻器 500 接在这第一晶体管 480 的集电极和基极之间. 另一个电阻器 510 连接在这个晶体管基极和地之间.

5 第二个晶体管 490 的集电极接到正电源端 460. 它的发射极经由电阻器 520 和电容器 530 被接到第二电感器 40 的端口 50. 电感器 40 的另一端口 60 与信号地相接.

第一晶体管 480 的基极经电容器 540 接到第一电感器 10 的端口 20, 一个电容器 550 和一个电阻器 560 串接在端口 20 与信号地之间. 一个可变电容装置 410 被耦合在端口 20 与信号地之间.

10 另一个可变电容装置 440 被耦合在端口 50 与信号地之间.

可变电容装置 440 是一个变抗器 440. 按照一个实施例, 变抗器 440 包含一个变容二极管 610, 它的阳极接信号地, 它的阴极经一个电容器 620 接到端口 50. 一个电压源 600 接到变容二极管, 在变容二极管两端加一个反向直流电压. 因此, 由变容二极管所提供的电容量响应于电压源 600 所加的电压而发生变化. 电压源 600 包含一个控制输入端口 630 以便随控制信号的变化改变其直流电压.

可变电容装置 410 是一个变抗器. 按照一个实施例, 变抗器 410 包含一个变容二极管 640, 它的阳极接信号地, 它的阴极经一个电容器 650 接到端口 20. 有一个控制输入口 670 的直流电压源 660, 提供一个反向直流电压在二极管 640 两端, 其电压随加到控制输入端口 670 的控制信号而变化.

电阻器 570 和电容器 580 相并联接在晶体管 490 发射极和信号地之间. 晶体管 490 的发射极接到输出端 590.

25 当电源 450 被接上, 电源两端 460 和 470 供给电压 V_{cc} 时, 由于通过元件 500、510 和元件 540、550、560、410 和 10 的电压分压, 端口 20 与地之间将出现电压 U_1 . 谐振电路将开始, 在大体上由电感装置 5 的阻抗 Z 和电容装置 410 的电容确定的振荡频率上振荡.

在振荡期间, 信号电压 U_1 将振荡, 电阻器 510 上的电压随电压 U_1 而变化, 晶体管 480 放大加在它的基极上的信号. 被放大的信号加到晶体管 490 的基极, 它又依次把相应的信号加到端口 590.

30 因此端口 590 上的信号 u 是相应于信号电压 U_1 的一个放大的信号.

晶体管 490 提供的信号电流 i_1 被分为电流 i_3 、电流 i_4 和电流 i_5 。

响应于电流 i_3 ，通过第二电感器 40 则有电流为 i_2 。电流 i_2 的相角 θ_2 可以响应于电容装置 440 的电容进行调节。

- 5 第二电流 i_2 的幅度，由调节晶体管 480 和 490 到一个适当的放大程度来确定。

因此，当电压 u_1 振荡时，将会被提供一个一定幅度 I_2 和一定相角 θ_2 的振荡电流 i_2 在第二电感器 40。

- 10 响应于第一信号 u_1 ，第二电流 i_2 的供给使电路有良好的性能，这已在上面有关的图 2 到图 6 中进行描述。

谐振器电路 400 方便地做成带集成电感器的集成电路，这已在上面有关的图 9 中进行描述。

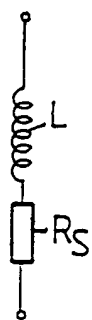


图 1A

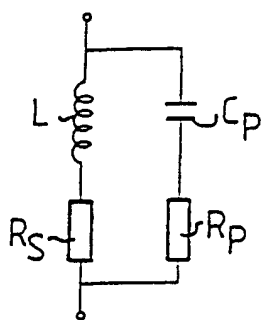


图 1B

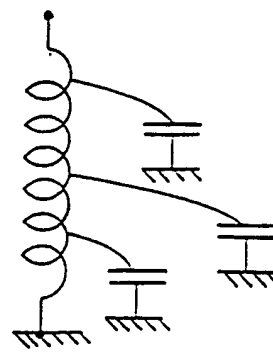


图 1C

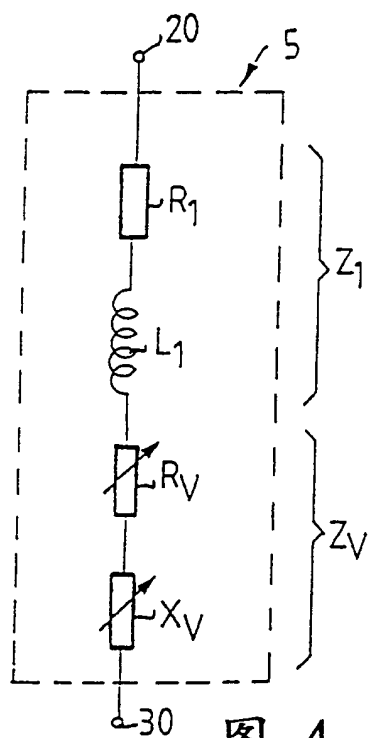


图 4

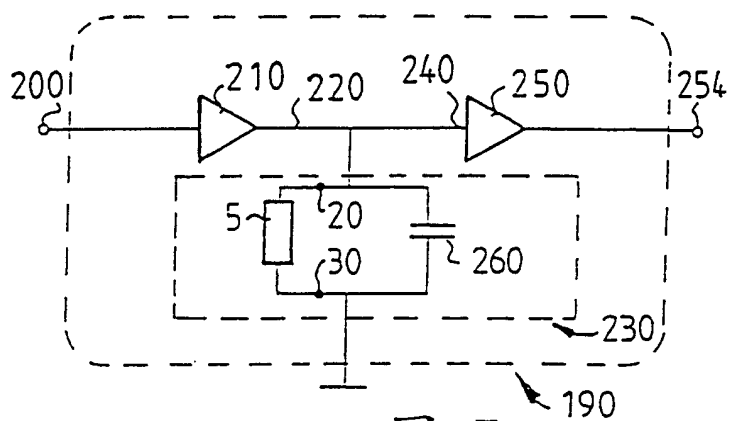


图 7

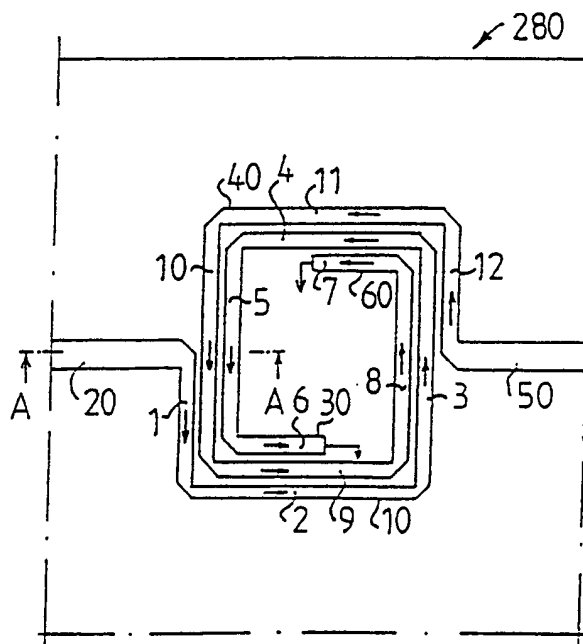
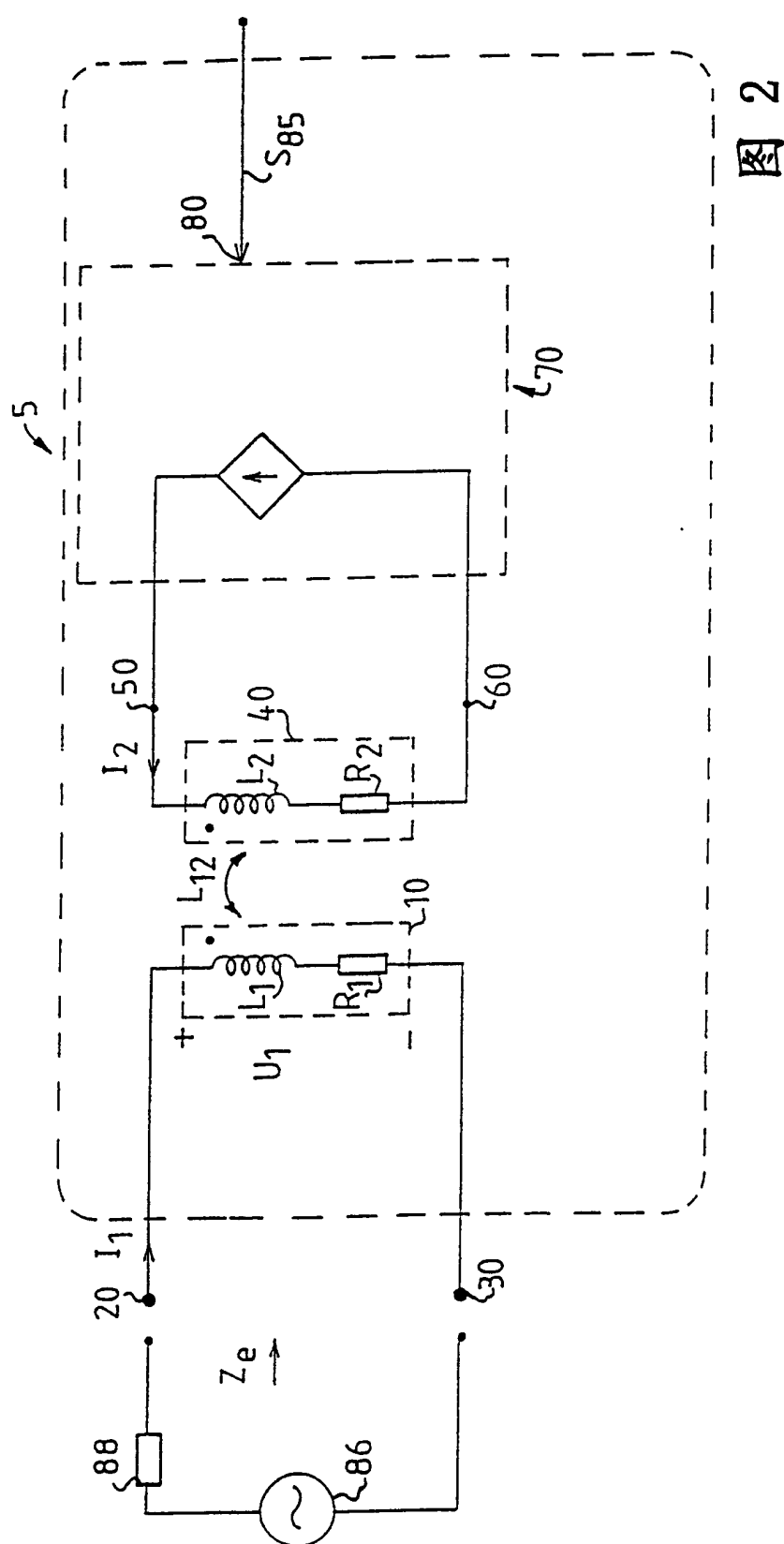
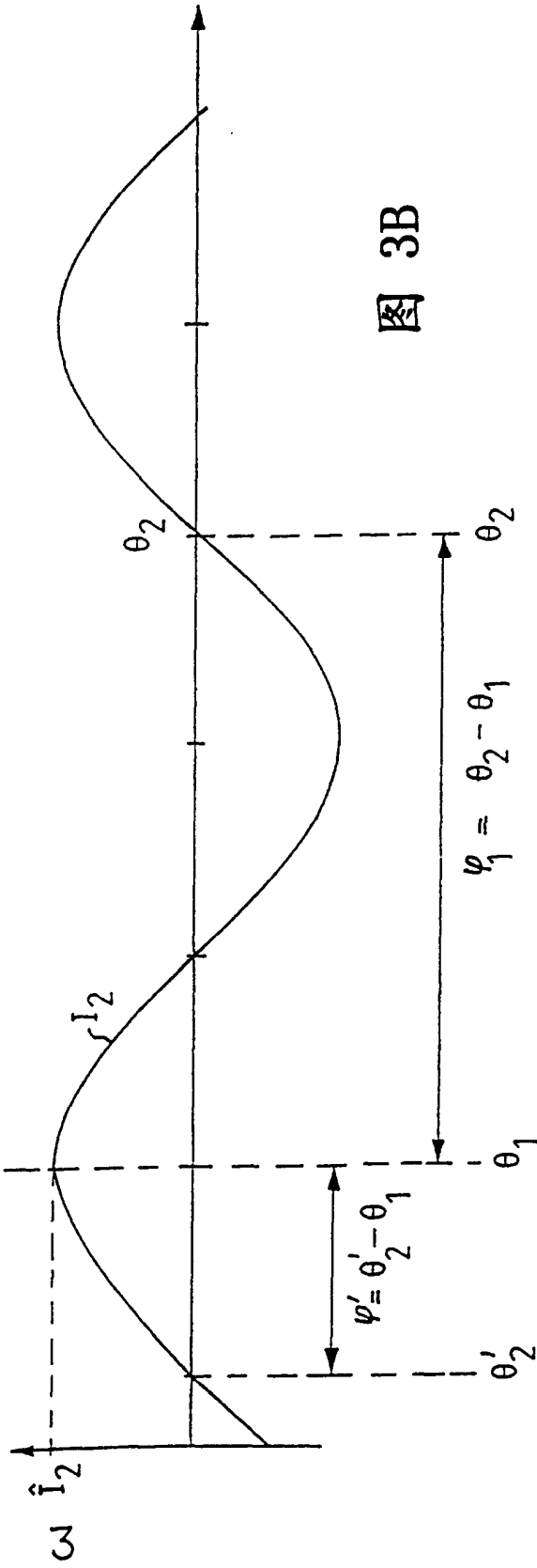
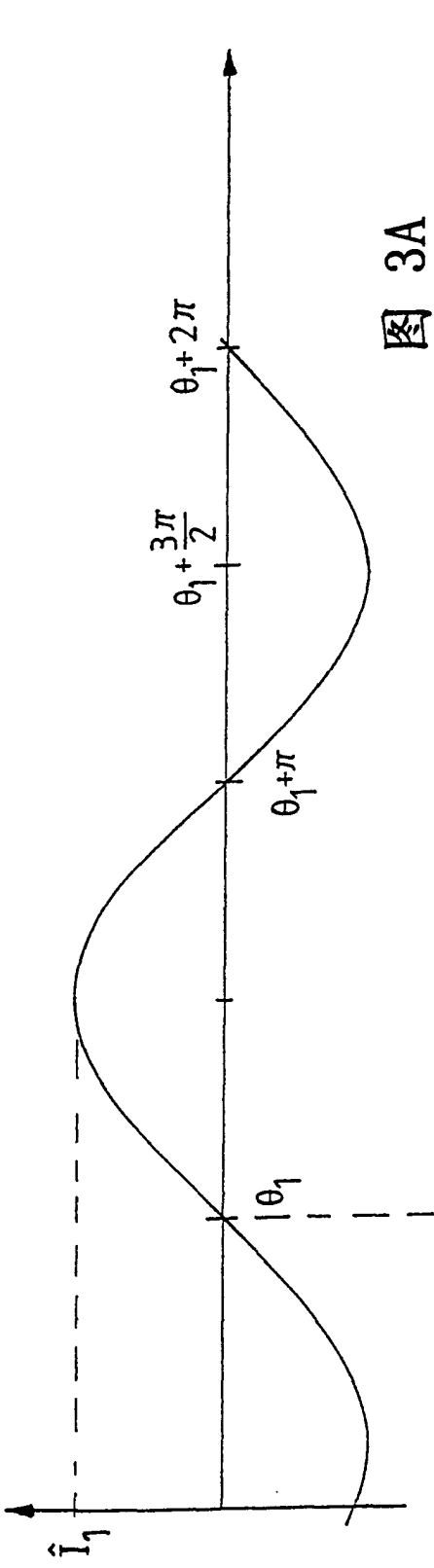


图 9





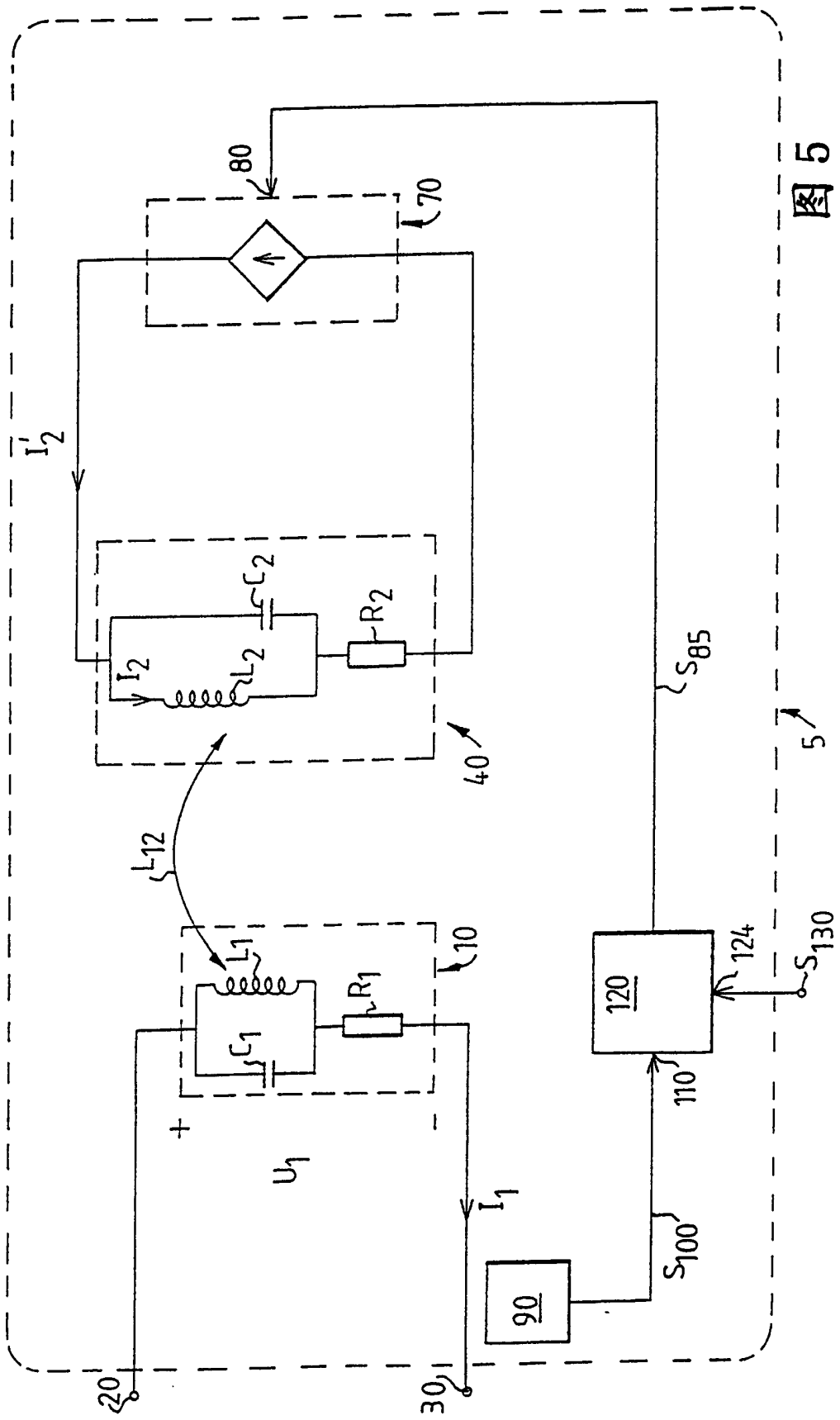


图 5

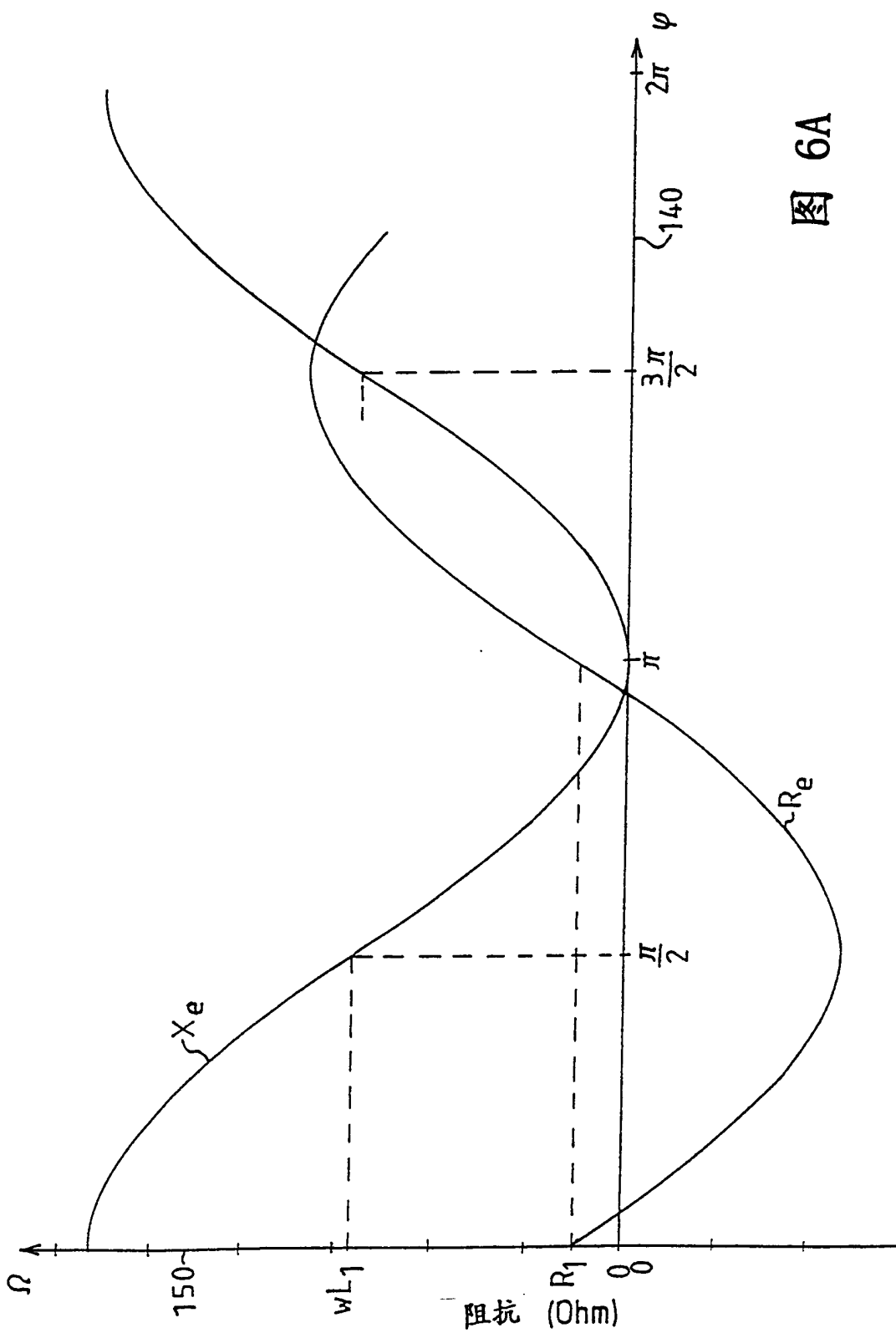


图 6A

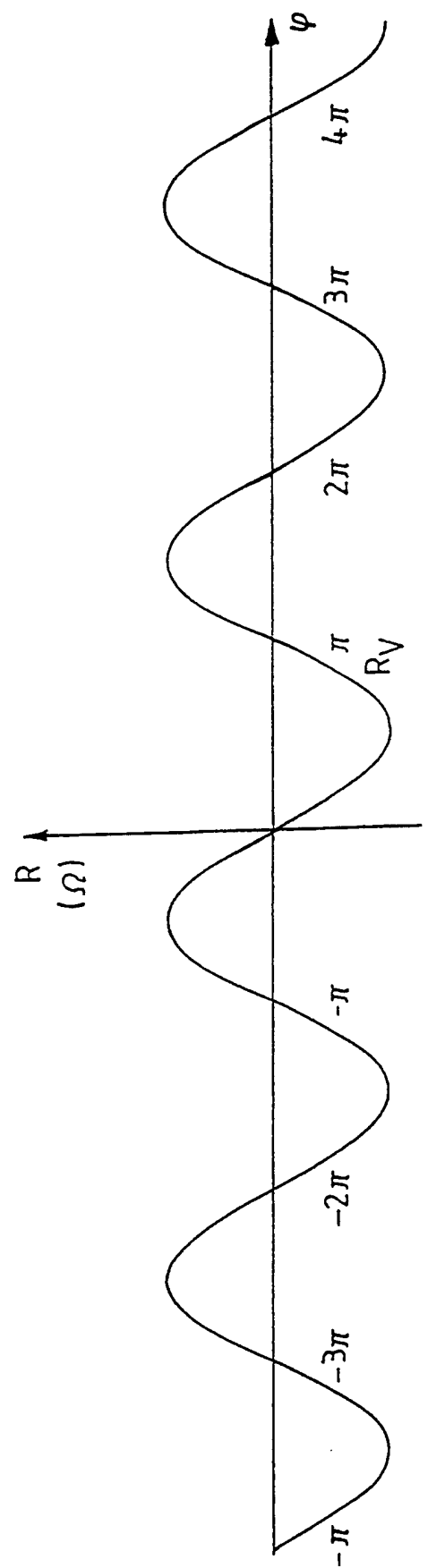


图 6B

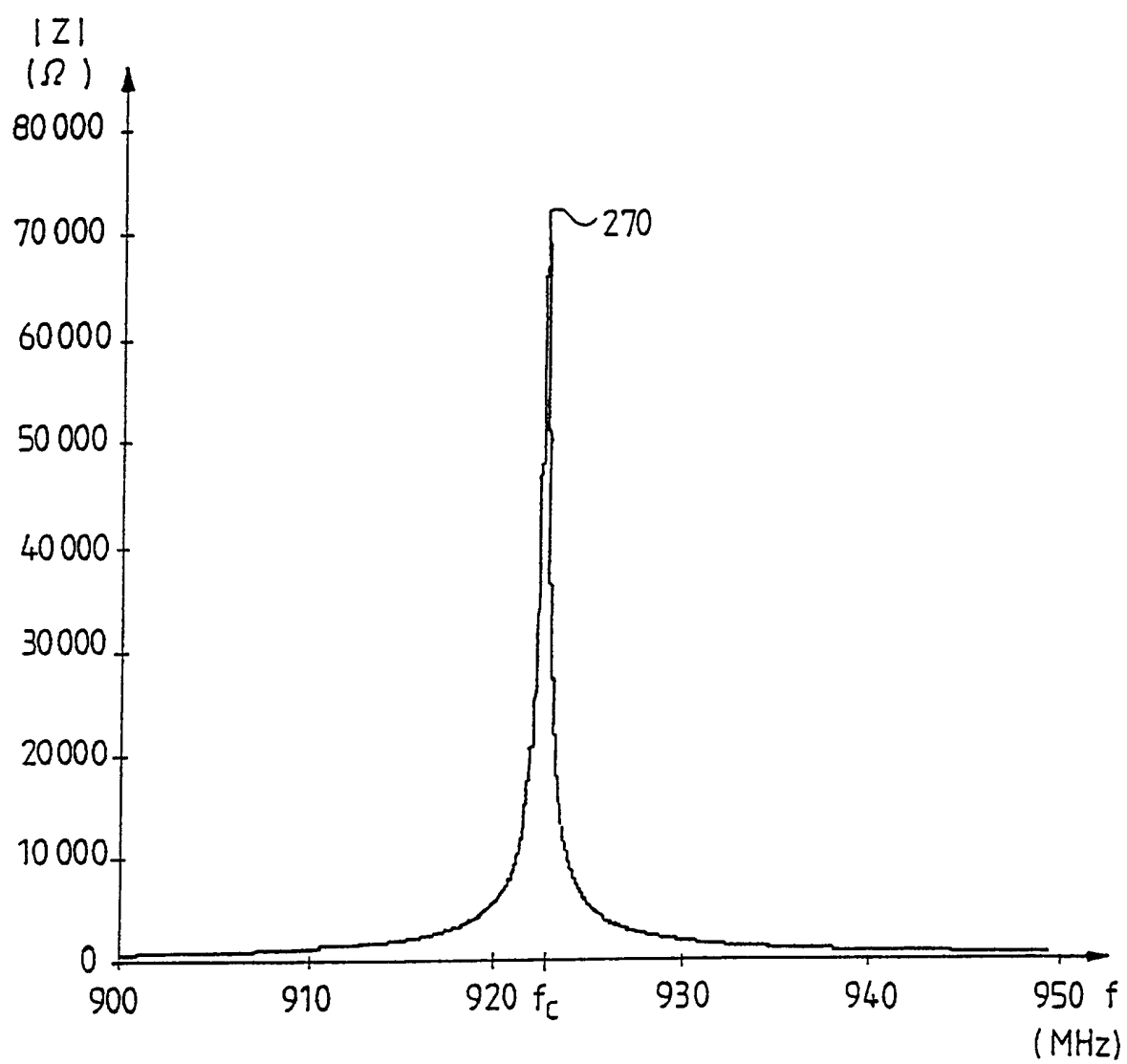
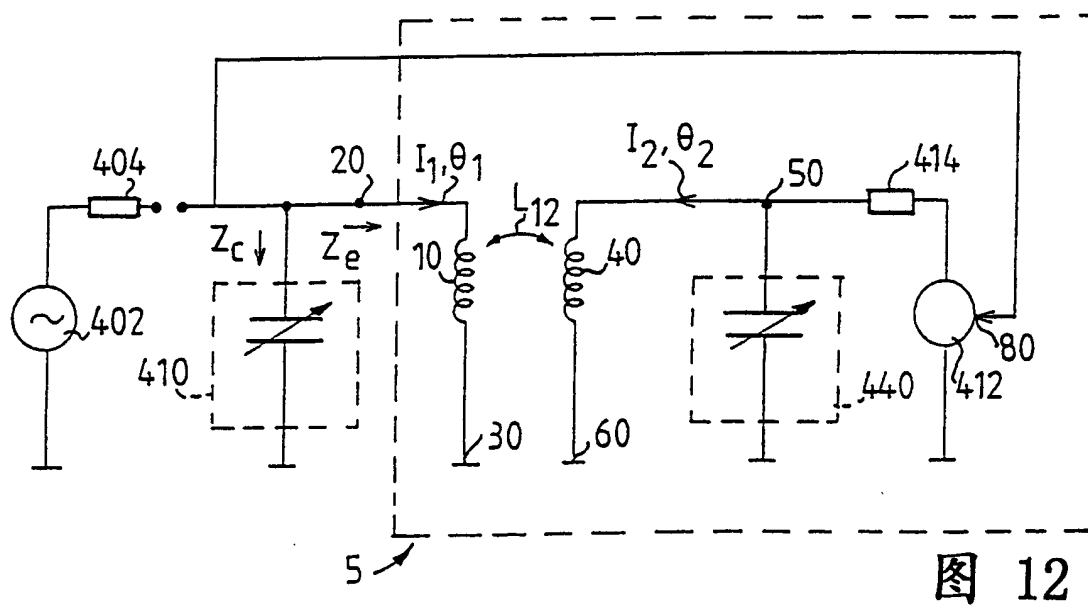
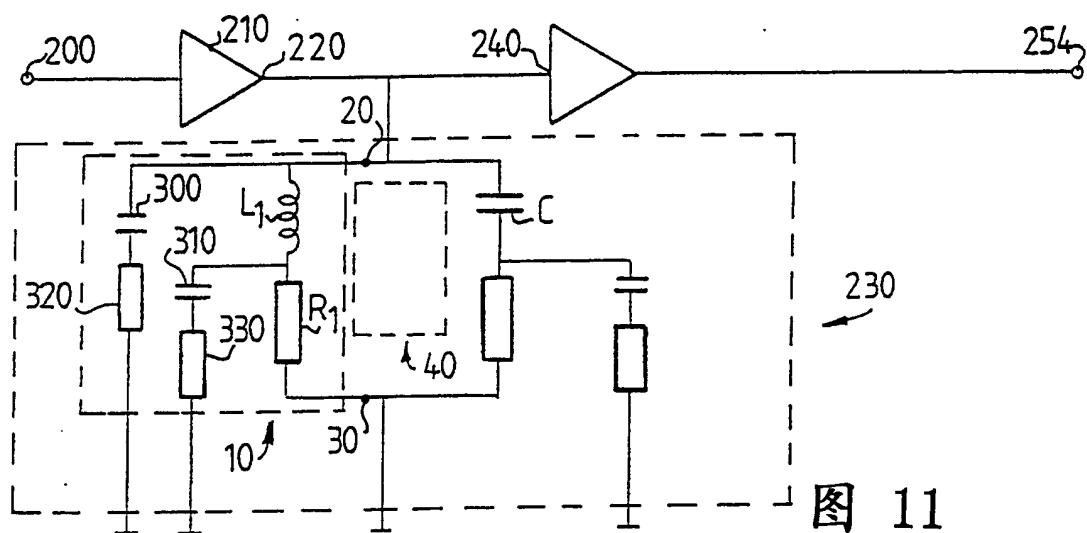
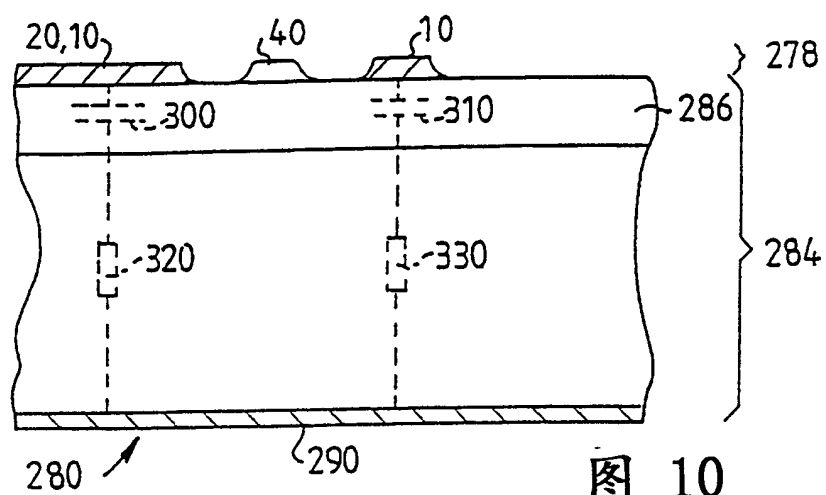


图 8



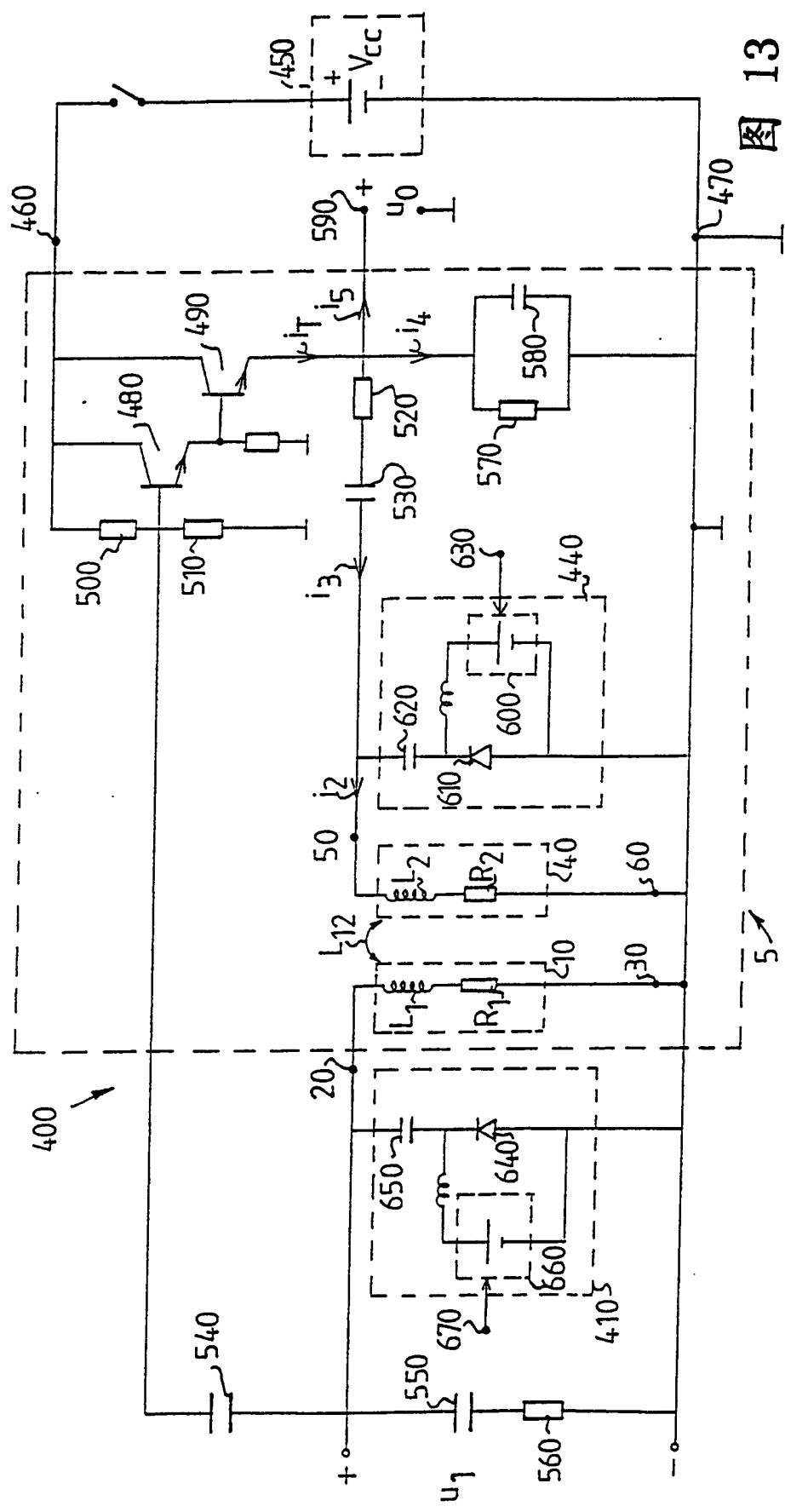


图 13