

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H01P 3/02

H01P 7/08 H01P 1/22



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 00819117.4

[43] 公开日 2003 年 8 月 6 日

[11] 公开号 CN 1434988A

[22] 申请日 2000.1.19 [21] 申请号 00819117.4

[86] 国际申请 PCT/EP00/00422 2000.1.19

[87] 国际公布 WO01/54221 英 2001.7.26

[85] 进入国家阶段日期 2002.8.20

[71] 申请人 弗拉克托斯股份有限公司

地址 西班牙巴塞罗纳

[72] 发明人 卡利斯·普恩蒂·巴利阿达

朱安·曼纽尔·奥卡拉汉·卡斯特拉

吉恩·露易斯·罗扎恩·艾朵阿德

朱安·卡洛斯·考拉多·戈梅斯

努里亚·达夫·尤毕达

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

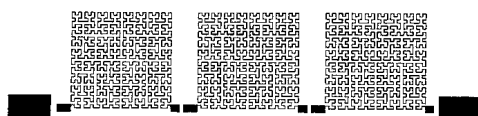
代理人 冯 谱

权利要求书 7 页 说明书 19 页 附图 41 页

[54] 发明名称 分形和空间填充传输线,谐振器,滤波器及无源网络元件

[57] 摘要

本发明涉及高频电磁电路,特别涉及在平面或准平面基片上制造的高频电磁电路,其中电路在电介质的顶部金属或超导膜上以业内专业人员熟知的任何构型(例如,微带,条带线路,共平面,平行板或缝隙线构型)制模。电路的一部分,诸如特征条带,或所述构型的缝隙以新型空间填充或分形几何图形成形,这允许大大降低电路组件尺寸。能够以这种方式制造微缩传输线,电容器,电感器,电阻器,滤波器及振荡器。



1. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为空间填充曲线(以下称为 SFC)，所述 SFC 定义为由至少十个连接的直线段组成的曲线，其中所述线段小于工作自由空间波长的十分之一，且它们在表面上的空间排布方式，使得所述相邻并连接的任何线段都不形成另一直线段，其中除了可选地在曲线的端头之外，任何所述线段都不彼此相交，且其中另外由每一对所述相邻线段形成的角能够可选地圆整或平滑化。

2. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为分形曲线，所述分形曲线按照迭代函数系(IFS)构成，多重缩减复制器(MRCM)或网络化多重缩减复制器(NMRCM)，其中所述 IFS, MRCM, NMRCM 算法包括仿射线性变换特征集合，所述变换从以下选择：旋转，平移，缩放，偏斜和镜像反射，其中变换的所述集合在第一阶段施加到包括至少一个曲线的点集 A0，获得点集 A1；在第二阶段施加到所述结果集合 A1 获得集合 A2，等等，直到在多达所需阶段之后获得集合 An，获得大于工作波长十分之一的物理长度的分形曲线。

3. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为分形空间填充曲线(以下称为 FSFC)，所述 FSFC 定义为计盒维数大于一的曲线，其中这种计盒维数按通常对 FSFC 作为对数-对数图的直部分的斜率计算的，其中所述直部分基本上定义为对数-对数图水平轴上标度的倍频程上的直线段。

4. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为希尔伯特或佩亚诺曲线。

5. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为 SZ, ZZ, 龙(Dragon)或希尔伯特 ZZ 曲线。

6. 一种电磁传输线路，其中至少其诸部件之一成形为科赫，闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

7. 一种慢波传输线路或电磁导向结构，其中其诸部件至少之一

成形为如权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

8. 一种慢波传输线路或电磁导向结构, 由权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特或佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线的周期复制形成。

9. 一种微带传输线路, 包括:

- (A) 金属或超导接地平面,
- (B) 平行于所述接地平面的金属或超导条带,
- (C) 置于条带与接地平面之间的电介质材料板可选集合,

其中至少所述条带的一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

10. 一种条带线传输线路, 包括:

- (A) 两个平行的金属或超导接地平面,
- (B) 置于所述接地平面之间的金属或超导条带,
- (C) 置于所述接地平面之间的电介质材料板可选集合,

其中至少所述条带的一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

11. 一种共平面传输线路, 包括:

- (a) 位于同一平面上的两个金属或超导接地条带,
- (b) 与所述接地条带位于同一平面的金属或超导中心条带, 其中所述条带位于所述接地条带之间,
- (c) 支撑所述接地条带和所述中心条带的电介质材料板的一可选集合,

其中所述中心条带的至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

12. 一种同轴传输线路, 包括:

- (a) 金属或超导屏蔽,
- (b) 置于所述屏蔽内的中心金属或超导条带或导线,
- (c) 置于屏蔽内的可选电介质材料,

其中所述中心条带或导线的至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

13. 一种平行板传输线路, 包括:

- (a) 两个平行的金属或超导条带, 导线或板,
- (b) 置于所述条带, 导线或板之间的可选电介质材料,

其中所述平行条带, 导线或板的至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

14. 一种电介质波导器, 包括:

- (a) 电介质板,
- (b) 在所述板上蚀刻出大于所述板的电介质介电常数的电介质条带,

其中所述条带至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

15. 一种隙缝线传输线路, 包括位于同一平面上的两个金属或超导条带, 其中所述条带由一隙缝或间隙分开, 所述隙缝或间隙成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一。

16. 一种分布式电容器, 包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路, 其中所述传输线路在一端有一开路, 所述传输线路的电学长度小于工作导波长度的四分之一。

17. 一种分布式电容器, 包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6,

7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路, 其中所述传输线路在一端有一短路, 所述传输线路的电学长度大于工作导波长度的四分之一的一奇数。

18. 一种电容器, 包括两个共平面的金属或超导板, 其中所述板之间的边界的至少一部分是按权利要求 1, 2 或 3 定义的 SFC, FSFC 或分形曲线成形的间隙。

19. 一种电容器, 包括两个共平面的金属或超导板, 其中所述板之间的边界的至少一部分是按希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 希尔伯特 ZZ, 科赫, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线成形的间隙。

20. 一种分布式电感器, 包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路, 其中所述传输线路在一端有一短路, 且所述传输线路的电学长度小于工作导波长度的四分之一。

21. 一种分布式电感器, 包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路, 其中所述传输线路在一端有一开路, 且所述传输线路的电学长度大于工作导波长度的四分之一的一奇数。

22. 一种分布式电感器, 包括按权利要求 1, 2 或 3 定义的 SFC, FSFC 或分形曲线成形的金属或超导条带, 其中所述条带位于平面上, 所述平面包括微带、条带线路、共平面传输线路或 SFC 电容器之一的特征性条带。

23. 一种分布式电感器, 包括按希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 希尔伯特 ZZ, 科赫, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线成形的金属或超导条带, 其中所述条带位于平面上, 所述平面是包括微带、条带线路、共平面传输线路或 SFC 电容器之一的特征性条带之一。

24. 一种一端口分布式电磁谐振器, 包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路, 其中其任何端头或者是短路, 或者开端, 或者连接到电抗负载, 且其中耦合位于沿所述传输线路任何一点。

25. 一种两端口分布式电磁谐振器，包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路，由两个输入-输出端口在沿所述传输线路长度任何一对点处耦合。

26. 一种电抗元件，包括根据权利要求 24 或 25 的分布式谐振器，其中所述谐振器工作在低于所述谐振器第一谐振频率的频率上。

27. 一种分布式电磁谐振器，包括根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路链，相邻传输线路之间是串联的。

28. 一种电磁谐振器，包括根据权利要求 16 或 17 以及 20, 21, 22 或 23 的至少一个分布式电容器和一个分布式电感器。

29. 一种电磁滤波器，包括根据权利要求 24, 25, 27 或 28 的至少一个谐振器。

30. 一种电磁滤波器，包括根据权利要求 26 的至少一个电抗元件。

31. 一种微波滤波器，包括一个传输线路和至少一个短线，它们是作为根据权利要求 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 或 14 的传输线路实现的，其中这种短线平行连接在所述传输线路一点。

32. 一种微波滤波器，包括根据权利要求 16 或 17 的传输线路和至少一个分布式电容器。

33. 一种微波滤波器，包括根据权利要求 20 或 21 的传输线路和至少一个分布式电感器。

34. 一种补片谐振器，其中至少其部件之一成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

35. 一种补片微带或条带线路补片谐振器，其中其周边至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

36. 一种具有内部和外部周边的微带或条带线路补片谐振器, 其中所述周边的至少一部分成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

37. 一种补片谐振器, 包括成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线的隙缝。

38. 一种补片谐振器, 通过按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线的复制形成。

39. 一种补片谐振器, 通过按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线的平面复制形成。

40. 一种补片谐振器, 其中其部件至少之一成形为按权利要求 1, 2, 3, 4, 5 或 6 中定义的 SFC, 分形, FSFC, 希尔伯特, 佩亚诺, SZ, ZZ, 龙, 科赫, 希尔伯特 ZZ, 闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

41. 一种一端口分布式电磁谐振器, 包括根据权利要求 34, 35, 36, 38, 39 或 40 的谐振器。

42. 一种两端口分布式电磁谐振器, 包括根据权利要求 34, 35, 36, 38 或 40 的谐振器。

43. 一种电抗元件, 包括根据权利要求 41 或 42 的分布式谐振器, 其中所述谐振器工作在低于所述谐振器第一谐振频率的频率上。

44. 一种电磁滤波器, 包括至少一个根据权利要求 41 或 42 的谐振器。

45. 一种电磁滤波器, 包括至少一个根据权利要求 43 的电抗元件。

46. 一种多模式补片谐振器, 包括至少一个根据权利要求 34, 35, 36, 38 或 40 的谐振器, 其中所述补片的至少一部分被去除, 开有隙缝, 或电磁变形以便耦合几个退化谐振模式。

47. 一种多模式环形谐振器，包括金属或超导条带，其中所述条带的至少一部分成形为 SFC，分形，FSFC，希尔伯特，佩亚诺，SZ，ZZ，龙，科赫，希尔伯特 ZZ，闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一，其中所述环至少一部分至少被去除，开有隙缝，或电磁变形以便耦合几个退化谐振模式。

48. 一种多模式环形谐振器，包括加在金属或超导平面上的开出的隙缝环，其中所述隙缝的至少一部分成形为 SFC，分形，FSFC，希尔伯特，佩亚诺，SZ，ZZ，龙，科赫，希尔伯特 ZZ，闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线之一，其中所述环至少一部分被去除，开有隙缝，或电磁变形以便耦合几个退化谐振模式。

49. 一种谐振器，包括至少一个电介质基片和一个由电阻材料制成的条带，所述条带成形为按权利要求 1，2 或 3 定义的 SFC，FSFC 或分形曲线。

50. 一种电阻器，包括至少一个电介质基片和由电阻材料制成的条带，所述条带成形为希尔伯特，佩亚诺，SZ，ZZ，龙，希尔伯特 ZZ，科赫，闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线。

分形和空间填充传输线，谐振器，滤波器及无源网络元件

本发明的目的

本发明涉及高频电磁电路，特别涉及在平面或准平面基片上制造的高频电磁电路，其中电路在电介质的顶部金属或超导膜上以业内专业人员熟知的任何构型(例如，微带，条带线路，共平面，平行板或缝隙线构型)制模。电路的一部分，诸如特征条带，或所述构型的缝隙以新型空间填充几何成形，这允许大大降低电路组件尺寸。能够以这种方式制造微缩传输线，电容器，电感器，电阻器，滤波器及振荡器。

本发明可最好用于远程通信领域，并更具体用于高频电磁电路。

本发明的背景与概述

有很多应用使用平面电路，平面电路就降低电路尺寸论述是有利的。例如在设备的重量和体积有严格限制的航空航天应用及移动通信系统中就是这样的情形。当基片(电介质和金属或覆盖它的超导体)的价格很高时也希望有这样的降低。

本发明涉及平面电磁电路的小型化技术，着重以包含谐振器的电路，诸如滤波器和振荡器。如以下所述，这些技术还能够用来降低平面电路内各组件的尺寸，即使电路整体的功能可能不是滤波器的功能。提出一种新型几何图形对所述电路及组件制模，使得可有效使用基片的空间。

图 18 示出一种标准布局，这是用于平面微波和 RF 电路的两端口微型传输带谐振器(先有技术)。这还是微波平面滤波器的最简单的形式，因为信号在输入和输出端口之间的转移只发生在接近开路微型传输带线路的半波谐振的频率处。更为精致的滤波器设计是连接几个谐振线路，且有很多替代的设计，如在 GL Matthaei, L Young, EMT Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, Dedham, MA 1980 中所述。例如，

图 20 表示通过它们的端头连接几个谐振线路制成的多极平面滤波器(先有技术)。虽然存在更多的空间有效滤波器的布局,但这一图示清楚地显示出,在滤波器中的数个谐振器与滤波器在平面基片中所占据的表面之间有一个权衡的问题。此外,由于滤波器中谐振器的数目决定了其频率的选择性与其通带中的脉动,为降低滤波器的尺寸缘故这一数目似乎并不是能被改变的参数。本发明提供了某些几何图形,使用线连接的谐振器有效地折叠和卷绕滤波器中的谐振器(如图 18 和 20 所示,这是许多其它滤波器的拓扑布局中的一些),使得可有效地使用基片空间。这允许在平面滤波器中使用很高数量的谐振器。折叠滤波器中的谐振线路的某些最初尝试已经在各种公开的工作中报道过,一个清晰的例子是在以下文献中描述的发夹(Hairpin)滤波器: E.G. Crystal, S. Frankel "Hairpin-Line and Hybrid Hairpin-Line / Half-Wave Parallel-Coupled-Line Filters", IEEE Trans on Microw. Theor. and Tech. Vol. 20, No. 11, November 1972 pp. 719-728(图 31)。这些本质上是典型的半波平行连接线路滤波器,其中线路谐振器折叠一半。然而,所使用的折叠方案并没有充分降低器件的尺寸。而是在本发明中引入了一种使用按新型空间填充几何图形排布的多线段的可替代的成形过程。

作为改进先有技术中所述小型化技术所需的一个例子,对非夹滤波器原始设计的某些修改已经在技术文献中描述。例如, G.L. Matthaei, N. O. Frenzi, R.J. Forse and S.M. Rohlffing 在 "Hairpin - Comb Filters for HTS and Other Narrow-Band Applications", IEEE Trans on Microw. Theor. and Tech. Vol. 45, No. 8, August 1997 pp. 1226-1231 中,使用图 32.1 的修改的发夹谐振器,其中谐振器的大小借助于直缝通过在其端头之间引入电容耦合被修改。遵循本发明的精神,这里提出通过以这一文献中公开的更多卷绕几何图形代替直线耦合缝隙进一步降低所述谐振器尺寸。还通过本发明所述几何图形代替 U-形条将获得更多的降低。

用于降低滤波器尺寸的另一已知的技术是使用慢波传输线或其

它相关的慢波引导结构，而不是滤波器的谐振器中标准的线路。这降低了滤波器中使用的线路谐振器的长度。慢波线路的一个先有技术的例子是由 J.S. Hong 与 M.J. Lancaster 在以下文献中描述的梯状形线路: **“Superconducting Filters Using Slow Wave Transmission Lines”**, **Microwave and Optical Technology Letters**, Vol. 9, No. 4, July 1995, pp207-210(图 22), 其中典型的微带线路的固体条导体由梯状状结构代替。对于标准微带线路速度, 这显著降低了梯状状线路中传播速度。速度的降低是由于两个长的、平行条带(梯状中的柄条带)的高电感, 以及由连接它们(梯状中的台阶)的多个平行条带提供的高电容。

本发明中涵盖的几何形状也可用来产生慢波产生线路和引导结构, 并进而降低慢波线路先有技术拓扑几何的传播速度(并于是尺寸)。例如, 图 22 中的直线台阶状条带能够由本发明更多卷绕的几何图形代替以进一步降低传播速度。

在很多其它文献中, 另一已知的滤波器小型化技术是使用由 S.L. Fiedziuszko, J.A. Curtis 在专利 US5172084 中所述的双的和退化的谐振模式。所述专利基于由微带环谐振器制成的谐振结构。也是支持双模式的更小型的谐振器可使用本发明中提出的几何图形构建。

并不是所有平面滤波器都是由显示滤波器通带内电磁谐振的耦合结构制成。例如, D Zhang, G-C Liang, CF Shin, RS Withers 在 **“Narrowband Lumped-Element Microstrip Filters Using Capacitively - Loaded Inductors”** (1995 MTT-S Symposium Digest, Orlando, Florida, May 1995. page 379-382 vol.2)中提出一种滤波器, 其通带频率远在所使用的谐振器谐振频率之下。这些滤波器需要电抗以实现谐振器并提供谐振器之间的耦合。使用本发明的几何图形这些电抗还能够做得较小。例如, 在所述 Zhang 等人的文章中, 在谐振器中使用了交指型的电容。所述电容存在于分开两个条带的曲折形缝隙。如果所述曲折形由本发明公开的更多卷绕的几何图形代替, 将获得这些谐振器的尺寸的降低。这只是很特别的例子, 其中所述几何图形能够用于平面电路中电抗性组件的小型化。本发明可用于需要平面电抗

的任何地方。这包括所有类型的滤波器(不只是上述各种类型滤波器),任何使用 DC 块的其它线路, RF 扼流圈, 电容, 电抗或谐振器。

本发明中使用的几何图形的某些特别情形在 19 世纪末数学上有过论述。几个数学家, 诸如 Georg Cantor, Giuseppe 佩亚诺, David Hilbert, Helge von Koch 及 Waclaw Sierpinski 描述过几种曲线的结构及启示本文件中所示某些设计的构造。后来, Benoit Mandelbrot(B.B. Mandelbrot, *The fractal Geometry of Nature*, W.H. Freeman and Co., New York, 1982)发明了分形这一术语, 并引入了许多其它具体的类似的几何图形情形。在所述所有的情形下, 当初只是从数学的观点研究曲线, 但是从来没有用于任何实际工程应用。

设计某些分形最常用的方法是借助于迭代函数系(IFS)几何算法(有时也称为多重缩减复制器, MRCM)。在某些其它情形下, 也使用 IFS 或 MRCM 算法网络(这种情形下所得算法称为 NMRCM)。

所述算法基于胡琴森(Hutchinson)算子。胡琴森算子是线性变换的集合, 在平面结构情形下所述线性变换数学上表示为

$$\begin{pmatrix} x_n \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r \cos \phi & -s \sin \psi \\ r \sin \phi & s \cos \psi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{n-1} \\ y_{n-1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix}$$

其中 (x_{n-1}, y_{n-1}) 是输入集合 A_{n-1} 的点的坐标, (x_n, y_n) 是输出集合 A_n 的点, (x_0, y_0) 定义平移变换, r 和 s 是对应于缩放因子的实数, ϕ 和 ψ 定义了旋转变换。胡琴森算子的每一线性变换由参数 r, s, ϕ 和 ψ 加平移到 (x_0, y_0) 刻画。胡琴森算子由其线性变换的集合刻画。

IFS 算法是一迭代过程, 在于第一阶段向输入数据点集合 A_0 施加特征性胡琴森算子以获得输出点集合 A_1 , 并不断向次数 N (过程的阶段)输出施加同一胡琴森算子, 直到获得点 A_N 集合。严格来说, 为了产生分形形状, ISF 算法必须施加到无限次数($N(\infty)$); 而且设计者必须适当选择组成刻画 ISF 算法的胡琴森算子的线性变换。在一种更为复杂的过程中, 在每一阶段施加几个胡琴森算子, 并使用几个初始点集合(例如, 分别产生图 1 和图 3 的希尔伯特(Hilbert)和 SZ 曲线); 这

种情形下, 使用 NMRCM 术语描述该过程。ISF(MRCM)与 NMRCM 过程是分形数学领域中专业人员所熟知的; 它们用来产生分形结构的更详细的讨论可在以下文献中找到: H.O. Peitgen, H. Jurgén, D. Saupe, *Chaos and Fractals*, Springer-Verlag, 1992。

当然, 精确的分形结构或曲线是一种数学抽象而不能物理实现, 因为需要无限次迭代。本发明中, 使用有限阶段 N 的所述 ISF 和 NMRCM 算法产生用来成形某些所述电磁装置部件的某些特征曲线和结构。

维数(D)经常用来刻画诸如本发明中所述的那些高度卷绕的几何曲线和结构。存在维数的很多不同的数学定义(例如参见在以下文献中讨论的这一论题: H.O. Peitgen, H. Jürgens, D. Saupe, *Chaos and Fractals*, Springer-Verlag, 1992), 但是本发明的文件中, 使用盒-计数维数刻画设计的系列。

第一个试图使用分形几何构造谐振器是在 WO97/06578 中描述的。在那里描述了使用分形成形的螺旋状或盘旋状线圈作为导体与传统的电容器一同形成谐振器。业内专业人员容易看出, 本发明本质上不同于在所述专利申请中所描述的特定情形在于以下几个原因:

(a) 本发明包括许多网络元件(电容器, 传输线, 滤波器, 谐振器, 电感器, 电阻器)的描述, 这些在所述专利申请中没有公开。

(b) 本发明描述了包含分布式传输线和其它分布式构造的分布式谐振器和滤波器的结构, 它们不需要使用集总电感器和集总电容器形成谐振器。

(c) 本专利中描述了基于分形和空间填充曲线的平面电容器, 这是以前没有公开的发明。

(d) 在本发明以集总电感器和电容器形成谐振器的情形下, 电感器是借助于非交叉曲线并使用本质上与 WO97/06578 中所述不同的几何图形(如下节中清晰地详述的空间填充曲线和希尔伯特, 佩亚诺(Peano)及 SZ 曲线)在平面中形成的。

(e) 在本发明中使用分形这一术语那些情形下, 是在与

WO97/06578 中不同的方式进行的；特别地专利使用分形维的不同的定义(豪斯多夫(Hausdorff)与计盒维数)，以及不同的分形曲线结构。本发明中使用的曲线(诸如希尔伯特及SZ曲线)需要不同的构造机制，诸如 NMRCM 算法，这在所述专利申请中没有包含。

这里的设计不应当与其它以前公开的工作混淆，诸如 M. Ishida, R. Mill “The electrical impedance of continuously scaled fractal transmission line”, J. Phys. D: Appl. Phys. 30(1997) (页 1157 - 1163)。这种理论上的科学工作分析了概念性传输线的理论状态，描述了分形的特征性阻抗(不是这里所引入的传输线的分形状几何图形)；所述工作是抽象性的，并且没有描述任何传输线的物理结构，当然也没有描述所述想象的器件任何应用。

通过卷绕平面电容器加载的共平面慢线路在以下的文献中已有描述 M. J. Lancaster, F. Huang, A. Porch, J. S. Hong and D. Hung “Superconducting Filters Using Slow-Wave Transmission Line(使用慢波传输线的超导滤波器)” Advances in conductivity. New Materials, Critical Current and Device. Proceedings of the International Symposium. New age Int, New Delhi, India; 1996 pp. 180-185, 但这实际上可以看作是本发明中描述的慢线路共平面结构的特例情形。然而，业内专业人员将注意到，本发明专利中的设计是基于以前没有公开的不同曲线和几何图形的，这能够用来进一步降低慢线路的尺寸。

本发明的概述

本发明的关键之点是作为空间填充曲线(以下称为 SFC)平面电路(传输线路，电容器，电阻器，电感器，谐振器和滤波器)的成形部分，就是说就物理长度来说很大但就曲线能够被包含的面积来说很小的一种曲线。更精确地说，本文件中对于空间填充曲线采用以下定义：曲线由至少十个线段组成，这些线段这样连接，每一线段与其相邻线段形成一角度，即没有一对相邻的线段定义了更大的直线段。所述空间填充曲线能够适配在平面或曲面上，并由于线段之间的角度，曲线的物理长度总是大于能够适配在所述空间填充曲线所在相同面积(表面)

的任何直线的物理长度。而且,不论这种 SFC 设计如何,除了起始点和终结点它永远不能在任何点自相交(即整个曲线能够排布为封闭曲线或环路,但是曲线的任何部分都不能成为闭环)。当采用所述的 SFC 几何使所述平面电路成形时,必须考虑所述线段必须小于工作的自由空间波长的十分之一。

取决于成形过程和曲线几何图形,这种空间填充曲线能够被设计为以大于其拓扑维数的豪斯多夫维数(对于豪斯多夫维数精确的定义可参见 H.O. Peitgen, H. Jürgens, D. Saupe, *Chaos and Fractals*, Springer-Verlag, 1992)为特征。就是说,就经典的欧几里德几何学来说,通常理解曲线总是一维对象;然而,当曲线高度卷绕且其物理长度很大时,曲线趋于填充支持它的表面的一些部分;这种情形下能够对曲线计算豪斯多夫维数(或借助于计盒算法至少是的它的近似),结果是大于一的数。图 1 和图 3 中的曲线是这种 SFC 的某些例子,特征为维数 $D \approx 2$ 。

所述 SFC 曲线的某些特定情形常常称为“分形”曲线(例如参见 B.B. Mandelbrot, *The fractal Geometry of Nature*, W.H. Freeman and Company, 1983)。分形这一术语描述了通常以自相似性质为特征的几何图形(包括点集,曲线,曲面…)的整个群体,就是说,集合对象每一部分是整个对象不同缩放的复制。严格来说,分形曲线是有无限长度的理想的数学抽象,因而实际上真正的分形曲线不能被物理地构造。某些分形形状至多能够以其它非分形对象逼近,例如借助于上述的空间填充曲线,或者借助于多级结构(PCT/ES99/00296)。为了清楚的缘故,本文件中使用分形空间填充曲线(FSFC)这一术语称谓基本上逼近理想分形形状的任何 SFC。

在电路组件的物理成形中使用 SFC、分形或 FSFC 曲线的优点在于以下两方面:

(a) 给出了电路组件的具体的工作频率或波长及特征形状(电感器的电感,电容器的电容,电阻器的电阻,传输线的电学长度等等),相对于先有技术能够降低所述电路组件的尺寸。

(b) 给出了组件的物理尺寸和特征形状, 所述组件能够工作在比先有技术较低的频率(较长的波长)。

通过本发明技术降低电路组件的尺寸还有其它的重要益处: 由于尺寸的降低超导材料在构造所述网络元件中能够成为成本效率解决方案; 在构造传输线路、谐振器和滤波器中通过使用超导材料, 可降低插入损耗并提高这种器件的质量因素。通过提高任何远程通信系统的发送器和/或接收器中的谐振器和滤波器的质量因素, 能够实现以下几方面的改进性能: 提高了信号噪声比(即远程通信系统的质量), 能够降低相邻信道之间的频率间隔。相邻信道间隔降低意味着可用频谱的更有效的使用, 使得远程通信运营者能够增加他们的网络容量(蜂窝电话系统中用户的更高的密度, 在数据、语音或视频信号传输中更高的信息速率和通信量密度)。

附图的简要说明

图 1 示出空间填充曲线的某些具体的例子。

图 2 示出先有技术的传统传输线路的几种构型, 以及 SFC 传输线路的某些特定实施例。

图 3 示出称为 SZ 曲线的空间填充曲线的集合。

图 4 示出称为 ZZ 曲线空间填充曲线的的集合。

图 5 示出基于佩亚诺曲线的空间填充曲线的集合。

图 6 示出也是基于佩亚诺曲线的空间填充曲线的的集合。

图 7 示出基于闵可夫斯基(Minkowski)曲线的空间填充曲线的集合。

图 8 示出通过连接如图 7 中的曲线的几个空间填充曲线构成的环形曲线的两个例子。

图 9 示出称为希尔伯特 ZZ 曲线的空间填充曲线某些特定情形。

图 10 描述了遵循本发明的精神 SFC 曲线的特定情形的具体使用。

图 11 描述了 SFC 传输线路的特定实施例。

图 12 示出另一具体实施例, 其中 SFC 传输线路由四个希尔伯特

曲线串联形成。

图 13 示出使用 SFC 加载到传统传输线路。

图 14 示出通过在传统的传输线路内包含某些电容间隙图 13 中的实施例的改型。

图 15 示出图 14 中所述实施例的改型，其中借助于附加的导电条带增加间隙的电容。

图 16 描述了平面电容器的物理结构。

图 17 示出如何能够增加图 16 中平面电容器电容的一例。

图 18 示出谐振元件是直线、半波微带传输线路的一两端口的谐振器，且输入和输出端口与在谐振线的边缘处的电容耦合。

图 19 示出类似于图 1 的两端口谐振器，但是其中微带线路遵循 SFC 模式弯折。

图 20 是一包含几个边缘耦合、半波直线微带线路谐振器的微带滤波器。

图 21 是通过类似于图 19 中所示几个谐振器的电容性耦合边缘制成的滤波器。

图 22 是梯状形慢波线路的细节。

图 23 是类似于图 22 的梯状形慢波线路的细节，但是通过遵循基于科赫(Koch)分形曲线的 SFC 曲线条带代替了两个平行的手柄状条带之间的直的、台阶状条带。

图 24 示出慢波传输线路的另一例，其中金属条带加有几个基于 SFC 曲线的隙缝。

图 25 示出包含导电条带的慢波传输线路的另一例子，其中这种条带已经仿照基于称为谢尔平斯基(Sierpinski)地毯的分形的 IFS 算法产生的分形状移动被蚀刻。

图 26 示出共平面传输线路中 SFC 曲线的另一应用。

图 27 示出包含导电条带的慢波导向结构，其中这种条带已经仿照基于称为谢尔平斯基地毯的分形的 IFS 算法产生的分形状移动被蚀刻。

图 28 示出中心条带施加隙缝的慢波导向结构另一例子，其中这种隙缝成形为基于谢尔平斯基地毯的分形结构。

图 29 示出慢波导向结构的另一例子，其中金属条带的中心部分被去除，且根据小于一的分形维诸如康托(Cantor)集合点的分形分布加有几个直台阶，其中所述分形分布确定台阶之间的间隔。

图 30 示出图 29 中的慢波导向结构的补充版本，其中在慢波导向结构的中心条带开有基于康托集合的分形阶梯隙缝。

图 31 示出发夹式滤波器。这是其中的直线谐振器被弯折的平行耦合、直线滤波器的演化。

图 32 示出在它们的边缘使用电容负载以降低微带线路尺寸的两个发夹式谐振器。

图 33 示出带有由 SFC 形状隙缝制成的电容以使电容耦合最大的发夹式谐振器。

图 34 示出图 33 的一种演化，其中 SFC 集合图形不只用于成形电容隙缝，还用于成形连接电容器电极的微带。

图 35 描述了由以两个相邻电容间隙 19.4 平行连接的中心电感条带形成的平行一阶谐振器。业内专业人员清楚可见，该谐振器能够用作滤波器或滤波器的一部分。

图 36 描述了通过平面电容器与平面电感器串联形成的串联一阶谐振器，其中所述电容器是例如按图 16 描述构成的，并其中所述电感器是成形为 SFC 曲线的导电条带。业内专业人员明显可见，该谐振器能够用作滤波器或滤波器的一部分。

图 37 示出包括与 SFC 电容器平行连接的电感条带的平行平面谐振器的另一实施例。业内专业人员明显可见，该谐振器能够用作滤波器或滤波器的一部分，且能够使用两级以上的一阶谐振器。

图 38 示出平行平面谐振器的一例，包括含有 SFC 成形间隙的平面 SFC 电容器和借助于 SFC 条带构成的平行连接的电感器。

图 39 示出由分形模式、分形模式的一维复制或分形模式的二维复制形成的平面、二维微带补片谐振器的三个例子。

图 40 示出基于科赫曲线成形为封闭空间填充曲线的微带环形谐振器。

图 41 示出基于分形科赫曲线的空间填充周边的两个微带补片。

优选实施例的详细说明

图 1 示出空间填充曲线的某些具体的例子(1.2-1.7)。曲线(1.2)由 13 个线段构成, 曲线(1.3)由 52 个线段构成, 曲线(1.4)由 208 个线段构成, 曲线(1.5)由 832 个线段构成, 曲线(1.6)由 3328 个线段构成, 以及(1.7)由 13312 个线段构成。所述曲线能够由 NMRCM 算法构造, 并逼近文献中描述的理想希爾伯特曲线形状。

图 2 示出(先有技术)传统传输线路的几种构型: 微带(2.1), 条带线路(2.2), 共平面线路(2.3), 平行板线路(2.4)带有它们的特征导电条带(2.6), 及隙缝线路(2.5), 其特征为两个导电或超导条带之间的隙缝(2.12)。在右列表示出基于 SFC(1.4)的 SFC 传输线路的某些特定实施例(微带(2.7), 条带线路(2.8), 共平面(2.9), 平行板(2.10)及隙缝线路(2.11))。

图 3 示出称为 SZ 曲线的空间填充曲线的集合。正如在几篇数学论文中描述的那样, 这些曲线能够借助于 NMRCM 过程从两个点集基于曲线(3.1)构成。注意, 曲线(3.2)、(3.3) 及(3.4)已经是以多于十个连接的直线段构成的。

图 4 示出称为 ZZ 曲线空间填充曲线的集合。这些曲线能够借助于特征性 IFS 算法构成。注意, 曲线(4.2)、(4.3)、(4.4)及(4.5)已经是以多于十个连接的直线段构成的。

图 5 示出基于佩亚诺曲线的空间填充曲线的集合。这些曲线能够借助于文献中描述特征性 IFS 算法构成。注意, 曲线(5.2)、(5.3)、及(5.4)已经是以多于十个连接的直线段构成的。

图 6 示出基于佩亚诺曲线的空间填充曲线的集合。数学业内专业人员明白, 这些曲线能够通过稍微修改在图 5 中曲线构成使用的特征性 IFS 算法构成。注意, 曲线(6.2)、(6.3)、及(6.4)已经是以多于十个连接的直线段构成的。

图 7 示出基于闵可夫斯基曲线的空间填充曲线的集合。这些曲线能够借助于特征性 IFS 算法构成。注意, 曲线(7.2)、(7.3)、(7.4)及(7.5)已经是以多于十个连接的直线段构成的。

图 8 示出通过连接如图 7 中的曲线的几个空间填充曲线构成的环形曲线的两个例子。数学业内专业人员明白, 类似于图 1 到 9 所述的具体情形的过程, 能够施加于其它的空间填充曲线。

图 9 示出称为希尔伯特 ZZ 曲线的空间填充曲线某些特定情形。它们清楚地定义为空间填充曲线, 且它们不能按照简单的 IFS(或 MRCM)算法构成。

图 10 描述了遵循本发明的精神的 SFC 曲线的特定情形的具体使用。希尔伯特曲线(1.5)用来成形微波传输线路的特征性条带。曲线的两个端头形成传输线路的输入(10.2)和输出(10.3), 这能够连接到其它的条带, 例如(10.4)和(10.6)。根据本发明的精神和范围, 基于希尔伯特曲线(1.5)的所述条带能够用来成形现有技术(图示(2.1-2.5)。)中描述的任何著名的传输线路构型。对于业内专业人员来说很明显, 希尔伯特曲线在这里是作为特定例子示出的, 但是在本发明的精神和范围内能够使用任何其它的空间填充曲线。

图 11 描述了 SFC 传输线路的特定实施例。传输线路以短路(11.3)或开路(11.7)终结。这样形成一个端口的器件, 其中业内专业人员明白, 取决于工作频率所述器件作为谐振器、电容器或电感器工作。业内专业人员明白, 这里希尔伯特曲线是作为特定例子示出的, 但是在本发明的精神和范围内能够使用任何其它的空间填充曲线。

图 12 示出另一具体实施例, 其中 SFC 传输路由基于特定情形(1.5)的四个希尔伯特曲线串联形成, 其中根据本发明的精神和范围, 所述曲线能够成形现有技术(图示(2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5))中描述的任何著名的传输线路构型。对于业内专业人员来说明显的是, 能够使用其它不同数目的连接曲线而不是四个, 以便方便地增加或减少或传输线路有效的电学长度。图 12 中的实施例能够以图 12 中所述相同的方式终结。

图 13 示出使用 SFC 加载到传统传输线路(13.2)。图 11 中任何实施例能够用来加载线路，且当然任何其它 SFC 曲线，例如图 1 到 9 中所述的那些曲线也可以。图 13 中的图示示出用于本发明中的特征性条带或隙缝可用于先有技术(图示(2.1)，(2.2)，(2.3)，(2.4)，(2.5))中描述的任何著名的传输线路构型。例如结果的器件能够用作为慢波线路、谐振器或滤波器。

图 14 示出通过在传统的传输线路内包含某些电容间隙(14.1)在图 13 中的实施例的改型。

图 15 示出图 14 中所述实施例的改型，其中借助于附加的导电条带((15.1)，(15.2)，(15.3))增加间隙的电容。

图 16 描述了平面电容器的物理结构。该结构由间隙或隙缝(16.3)分开的金属或超导板(16.1)和(16.2)形成，其中所述间隙成形为 SFC 曲线。这里使用的是希尔伯特曲线特定情形，但是业内专业人员明白，在本发明的精神和范围内能够使用任何其它的 SFC(例如，图 1 到 9 所述的那些曲线)。

图 16 展示出能够用来代替平面电路中交指型电容的平面 SFC 电容的一实施例。所述 SFC 电容例如由两个共平面的金属或超导条带组成，其中所述条带借助于隙缝分开，所述隙缝成形为 SFC 曲线。业内专业人员将能够理解，这种新型的器件的电容例如能够通过调节 SFC 隙缝宽度或长度而被控制(例如，通过添加更多的线段或通过调节整个或部分的曲线)。

先有技术的交指型电容广泛用于平面电路，提供两金属或超导补片或条带之间高值电容耦合。这些结构通常具有分开所述两个补片或条带的曲折形状的隙缝。所述条带或补片常常安装在电介质基片上；业内专业人员将会注意到，相同的传统制造技术也能够用于包含本发明中公开的 SFC 隙缝的设计。使用本专利中所述新的 SFC 构型的优点之一在于，使用 SFC 形隙缝能够实现更大的电容量。所述电容在形成谐振器、DC 块、及其它电抗性元件的部分的平面电路中找到许多用途。在本发明的精神下，还能够通过使用任何其它 SFC、FSFC 分形、

希尔伯特、SZ、ZZ、希尔伯特 ZZ、佩亚诺、闵可夫斯基或谢尔平斯基曲线实现电容量的这种增加。

图 17 示出如何能够增加图 16 中平面电容器电容的一例。间隙(16.3)的长度是通过连接几个 SFC 曲线而增加的。

图 18(先有技术)示出谐振元件是直线、半波微带传输线路(18.3)的一两端口的谐振器，且输入和输出端口与在谐振线的边缘处的电容间隙(18.1)和(18.2)耦合。

图 19 示出类似于图 1 的两端口谐振器，但是其中微带线路遵循 SFC 模式(1.5)弯折。如图 10 中所指出，这把谐振线路的长度有效地压缩到平面基片很小的表面中。输入和输出端口与谐振线路的边缘处的电容间隙耦合。

图 19 示出微带线路谐振器的一例，其中线路已经遵循图 1 的希尔伯特曲线弯折。很清楚，根据本发明的精神，可以替代使用其它 SFC、FSFC、分形、科赫、SZ、ZZ、希尔伯特 ZZ、佩亚诺、闵可夫斯基、谢尔平斯基曲线(参见图 1、3、4、5、6、7、8、9 的例子)。所述弯折的集合图形有效地压缩了谐振线路的长度。

业内专业人员将注意到，所述集合图形能够用来成形微条带、条带线路、共平面或平行板传输线路。例如所述条带能够由金属或超导材料构成，这种材料能够使用熟知的制造技术沉积在电介质基片的表面上。根据图 2 中的描述，取决于所选择的构型(条带线路、微带、平行板、...)传输线路将显然包含其它技术或超导条带或接地平面。而且，以谐振器先有技术熟知的构型中使用的相同方式，输入(19.1)和输出(19.2)间隙用来控制源的耦合与向谐振器的加载。

在另一优选实施例中，谐振器直接连接到输入和输出传输线路，而不是使用如图 10 图形所述的间隙电容。所述发明的主要优点之一是显著节省了基片空间。所述的节省在许多电子设备的体积和重量要求严格或当基片昂贵情形下的应用是很有益的。

在第三个优选实施例中，使用传统的 MMIC 制造的铸造技术在 MMIC 基片制成谐振器。这种情形下，谐振器可包含在多层结构中，

并能够与不包含在所述谐振器层中的电路连接或电磁耦合。

业内专业人员将认识到，使用象上述 SFC 弯折线路的几种结构，通过在所述结构之中提供电磁耦合够制造滤波器的可能性。这种电磁耦合能够以电容隙缝间隙、电感耦合或其它技术实现。此外，在所述滤波器中的 SFC 弯折线路不是必须在落入滤波器通带内的任何频率处都处于谐振。

图 20(先有技术)是一包含几个边缘耦合、半波直线微带线路谐振器的微带滤波器。

图 21 是通过类似于图 19 中所示几个谐振器的电容性耦合边缘制成的滤波器。

图 22(先有技术)是梯状形慢波线路的细节。替代使用坚固的条带，这一线路使用细梯状模式，其形体比自由空间波长小得多。这降低了传输线路中的传播速度。

图 23 是类似于图 22 的梯状形慢波线路的细节，但是通过遵循基于科赫分形曲线的 SFC 曲线条带代替了两个平行的手柄状条带之间的直的、台阶状条带。

连接两个长的平行窄条带(23.4)的科赫 SFC 形条带(23.3)，相对于使用直条带的先有技术中而不是这里呈现的 SFC 形结构达到的电容量，提供了结构的每单位长度电容的增加。以结构上每单位长度电感很小的变化形成每单位长度电容很高的增加，这是通过两个很狭窄的、平行的条带的效果控制的。增加的这一电容提供了电磁信号沿结构降低的传播速度。在本发明的精神之中，电容的这种增加还能够通过使用任何其它以下的曲线实现：SFC、FSFC、分形、科赫、SZ、ZZ、希尔伯特 ZZ、佩亚诺、闵可夫斯基、或谢尔平斯基曲线，它们不会显著改变结构的整个宽度，也不会显著改变其两个狭窄的、平行条带的宽度。

这种类型的线路不仅在有直传输线路谐振器(如同图 20 所示)的滤波器中使用，图 19 和图 21 中的谐振器也能够由带有 SFC、FSFC、分形、科赫、SZ、ZZ、希尔伯特 ZZ、佩亚诺、闵可夫斯基、或谢尔

平斯基图形的慢波线路制成, 进而对于固定的谐振频率降低它们的尺寸。

图 24 示出慢波传输线路的另一例, 其中金属条带加有几个基于 SFC 曲线的隙缝。

图 25 示出包含导电条带(25.2)的慢波传输线路的另一例子(金属或超导部分以黑色表示), 其中这种条带已经仿照基于称为谢尔平斯基地毯的分形 IFS 算法之后产生的分形状移动被蚀刻。这样增加了条带的自电感, 同时由于分形类形状的空间填充性质(分形维)电容与其它经典机制比较保持很高。增加了传输线路的电学长度, 使得所述慢波传输线路能够被压缩在减少的空间中。

图 26 示出共平面传输线路中 SFC 曲线的另一应用。共平面线路的特征中心条带(26.3)由在传输线路两侧的两个电容间隙(26.2)和(26.4)与接地条带(26.1)和(26.5)分开, 其中所述间隙成形为 SFC 曲线(在这特定例子中是希尔伯特曲线)。慢波传输线路这样形成, 使得所述传输线路的长度与传统共平面传输线路比较被降低。

图 27 示出包含导电条带(27.2)的慢波导向结构(金属或超导部分以黑色表示), 其中这种条带已经仿照基于称为谢尔平斯基地毯的分形的 IFS 算法产生的分形状移动被蚀刻。这样增加了条带的自电感, 同时由于分形类形状的空间填充性质(分形维)电容与其它经典机制比较保持很高。增加了传输线路的电学长度, 使得所述慢波传输线路能够被压缩在减少的空间中。

图 28 示出中心条带施加隙缝(28.3)的慢波导向结构另一例子, 其中这种隙缝成形为基于谢尔平斯基地毯的分形结构。

图 29 示出慢波导向结构的另一例子, 其中金属条带的中心部分被去除, 且根据小于一的分形维诸如康托集合点的分形分布加有几个直台阶(29.3), 其中所述分形分布确定台阶之间的间隔(29.3)。

图 30 示出图 29 中的慢波导向结构的补充版本, 其中在慢波导向结构的中心条带开有基于康托集合的分形阶梯隙缝。

速度降低图形沿谐振器的排布不必是周期性的。图 27 示出使用

谢尔平斯基地毯的金属或超导导向结构的修改实施例。注意，沿谐振器边缘平行的窄条带被保存，以获得高的电感和沿结构低的传播速度。在图 29 和 30 中示出其它非周期性结构，其中已经选择了对于条带(29.3)和(29.2)位置的分形状分布，以进一步增加每单位长度的电容，并进一步降低传播速度。

图 31(先有技术)示出发夹式滤波器。这是其中直线谐振器被弯折的平行耦合、直线滤波器的演化。

图 32 示出两个发夹式谐振器，在它们的边缘使用电容负载以降低微带线路尺寸。谐振器(32.1)使用耦合线路实现这种电容；谐振器(32.2)示出带有直线隙缝电容的谐振器。

图 33 示出带有由 SFC 形状隙缝制成的电容以使电容耦合最大化的发夹式谐振器。

图 34 示出图 33 的一种演化，其中 SFC 集合图形不只用于成形电容隙缝，还用于成形连接电容器电极的微带。

图 35 描述了由以两个相邻电容间隙(35.4)平行连接的中心电感条带(35.2)形成的平行一阶谐振器。业内专业人员清楚可见，该谐振器能够用作为滤波器或滤波器的一部分。

图 36 描述了通过平面电容器(36.2)与平面电感器(36.1)串联形成的串联一阶谐振器，其中所述电容器是例如按图 16 描述构成的，并其中所述电感器是成形为 SFC 曲线的导电条带。业内专业人员明显可见，该谐振器能够用作为滤波器或滤波器的一部分。

图 37 示出包括与 SFC 电容器(37.4)平行连接的电感条带(37.1)的平行平面谐振器的另一实施例。谐振器的输入和输出端口是(37.2)及(37.3)。业内专业人员明显可见，该谐振器能够用作为滤波器或滤波器的一部分，且能够使用两级以上的一阶谐振器。

图 38 示出平行平面谐振器的一例，包括含有 SFC 成形间隙的平面 SFC 电容器和借助于 SFC 条带构成的平行连接的电感器。

图 36、37 和 38 公开了使用 SFC 曲线的几个集总和准集总谐振器的结构。如图 16 中所示基于 SFC 的电容器与其它金属或超导条带(36.1,

37.1)串联或并联,其长度可被调节以达到理想的谐振频率。在与所示 SFC 电容器结合中使用的所述金属或超导条带,能够可选地形成图 36 和图 38 中所示的 SFC 曲线。在优选实施例中,所述谐振结构能够作为微条带的特征条带、条带线路、共平面线路、或平行板电路集成在同一平面中。在另一优选实施例中,所述谐振结构能够用作为被封装的备用组件使用,例如作为面装器件(SMD)。业内专业人员会注意到,所述备用构型还能够用于作为与平面电路邻近耦合的另一优选实施例中,或者通过把所述谐振器作为电路安装在同一平面中,或者如倒装片安装中所作的那样在不同的平面中。

图 39 示出由分形模式(谢尔平斯基地毯, (39.1))、分形模式的一维复制(39.2)或分形模式的二维复制(39.3)形成的平面、二维微带补片谐振器的三个例子。图(39.1)还示出这些谐振器采用了它们双谐振模式优点的可能使用的一例。

图 40 示出基于科赫曲线成形为封闭空间填充曲线的微带环形谐振器。如同在微带或条带线路环谐振器中那样,这种谐振器中退化的模式能够用于平面滤波器。

图 41 示出基于分形科赫曲线(41.1)的空间填充周边的一个微带补片。为了进一步降低结构的谐振频率,能够在如图(41.2)中所述的补片内部开一带有 SFC 周边的孔。

图 39 和图 41 描述了 SFC 和基于分形结构构成微型谐振器的另一优选实施例。微带或条带线路补片谐振器是固态平面岛状金属或超导结构,其模制与图 2 所述的微带和条带线路传输线路方式相同。这里公开了一种通过 SFC 和基于分形结构降低这种补片谐振器谐振频率新的方法。在一优选实施例中,补片的周边成形为 SFC 或 FSFC 曲线(41.1);可选地能够使用带有 SFC 或 FSFC 周边(41.2)的一中心孔,以进一步降低谐振频率。在另一优选实施例中,基于诸如谢尔平斯基地毯分形面模式的结构可用来降低谐振频率(图 39)。

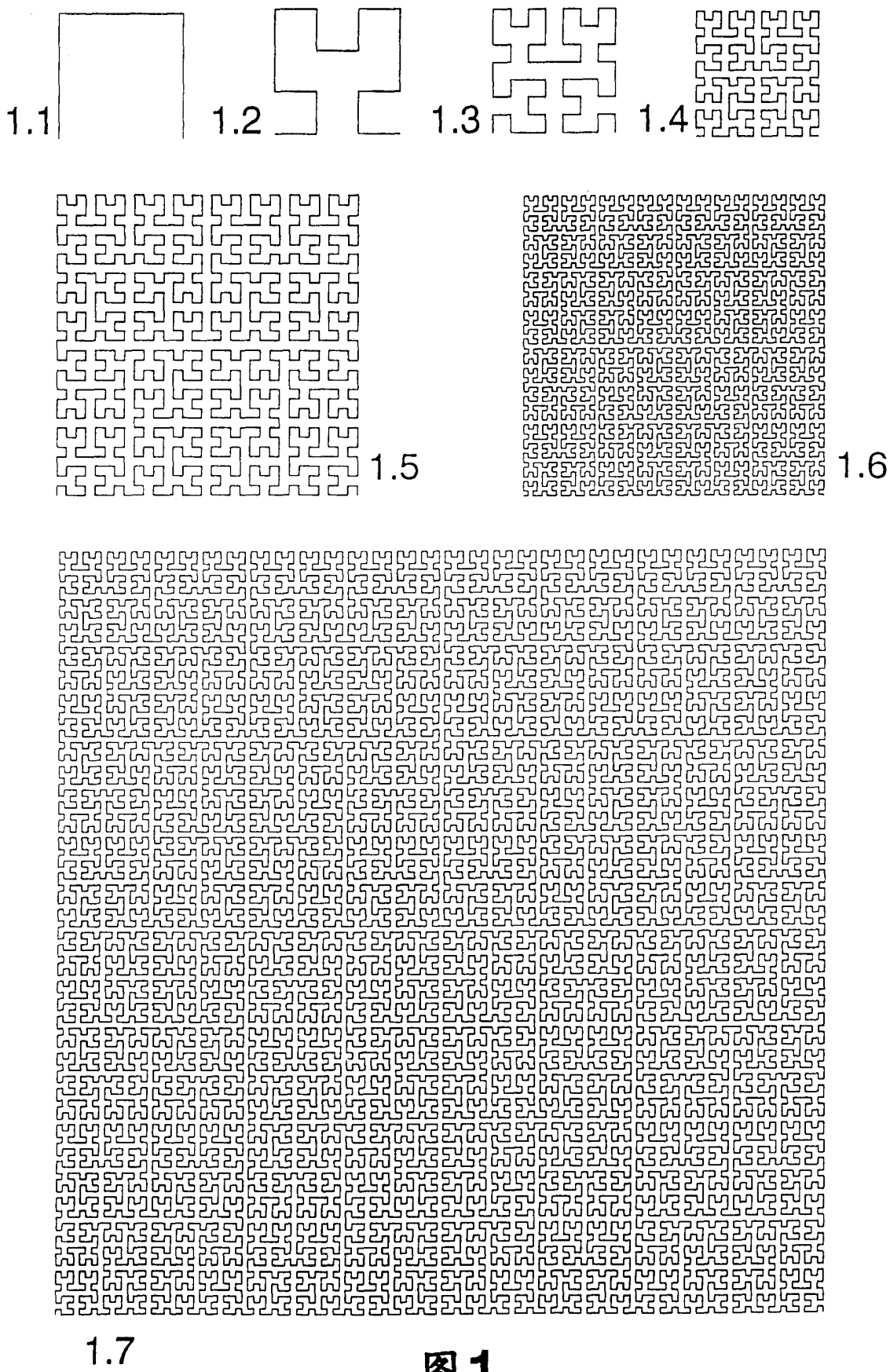
对于业内专业人员明显可见,刚刚公开的分形和 SFC 补片谐振器(图 39 和图 41)还能够以多模式构型工作。就是说,能够采用在相同

频率谐振的几个退化的模式的优点，实现降低了谐振结构数目的多极滤波器。为了耦合几个退化模式，采用轻微扰动补片结合图形(例如但不限于：切割一个角，添加一个槽口或小条带)的传统技术。

如业内专业人员所熟知，多模式谐振器还能够以具有适当对称性的传输线路环构成。例如图 8 和图 15 及图 41 中所示的 SFC 和 FSFC 环能够用来构成多模式微型谐振器。使用以上引述的技术在退化的模式之中进行耦合。

SFC、分形或 FSFC 网络的另一优选实施例在于在电介质基片上沉积电阻材料条带，其中所示条带成形为 SFC、分形或 FSFC 曲线。这一特定的实施例中，所示曲线不形成闭环，且曲线的两个端头形成电阻器的端子。业内专业人员容易知道，金属接头可以附加在所示端头上以形成输入和输出连接点。电阻器能够以先有技术中描述的任何熟知的构型封装(诸如 SMD 组件)，或其它电路组件结合集成到电学或微波电路中。使用 SFC 和本发明中所述其它几何图形的优点在于，组件的尺寸被极大地角度，同时增加了电阻且保持了组件的寄生电抗与先有技术比较而言为低。

已经就其优选实施例对本发明的原理进行了展示和说明，对于业内专业人员明显的是，在不背离这种基本原理之下能够在排布方式和细节上对本发明进行修改。我们要求在所附权利要求精神和范围内所有改型的专利权。



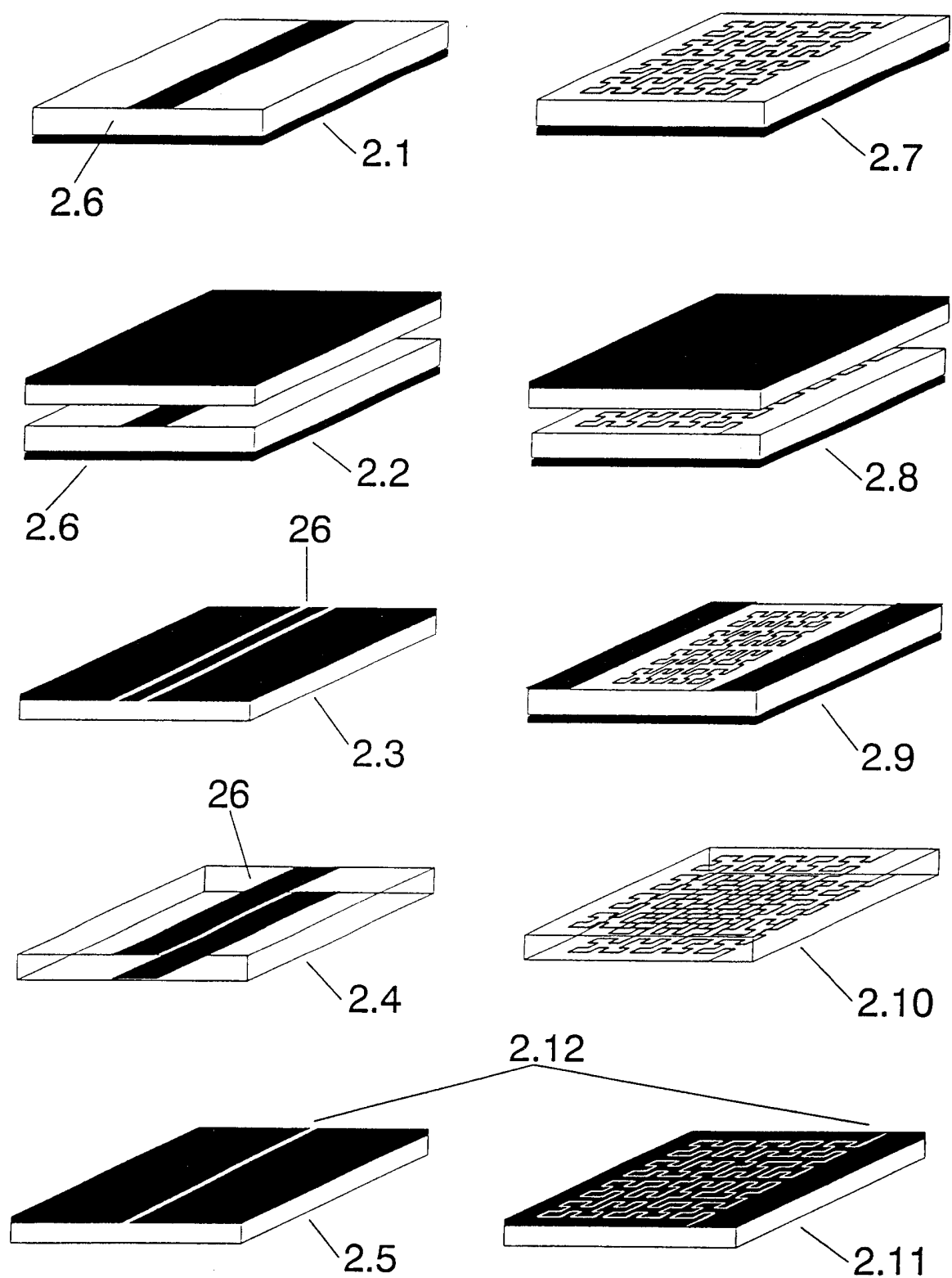


图 2

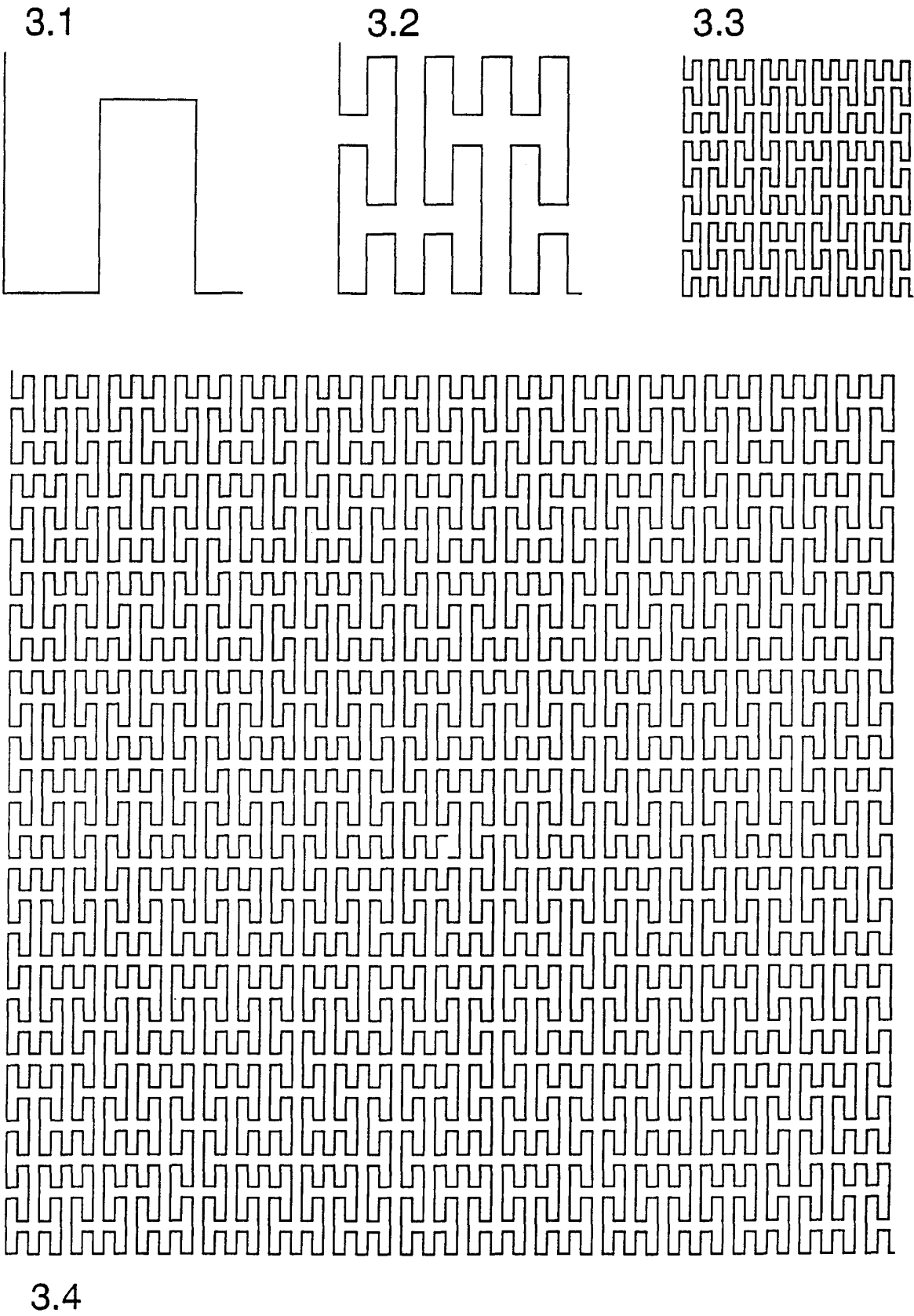


图 3

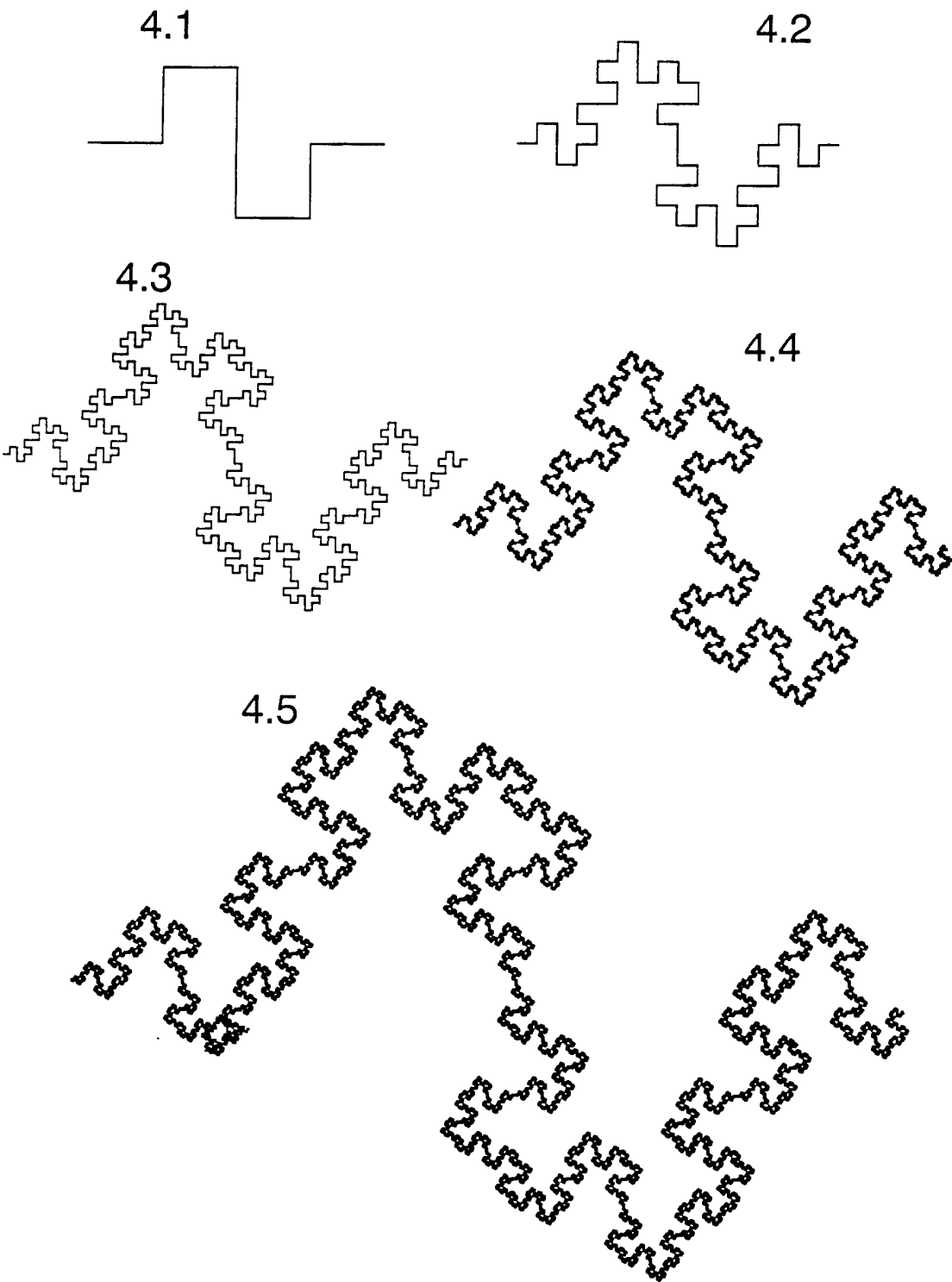


图 4

5/41

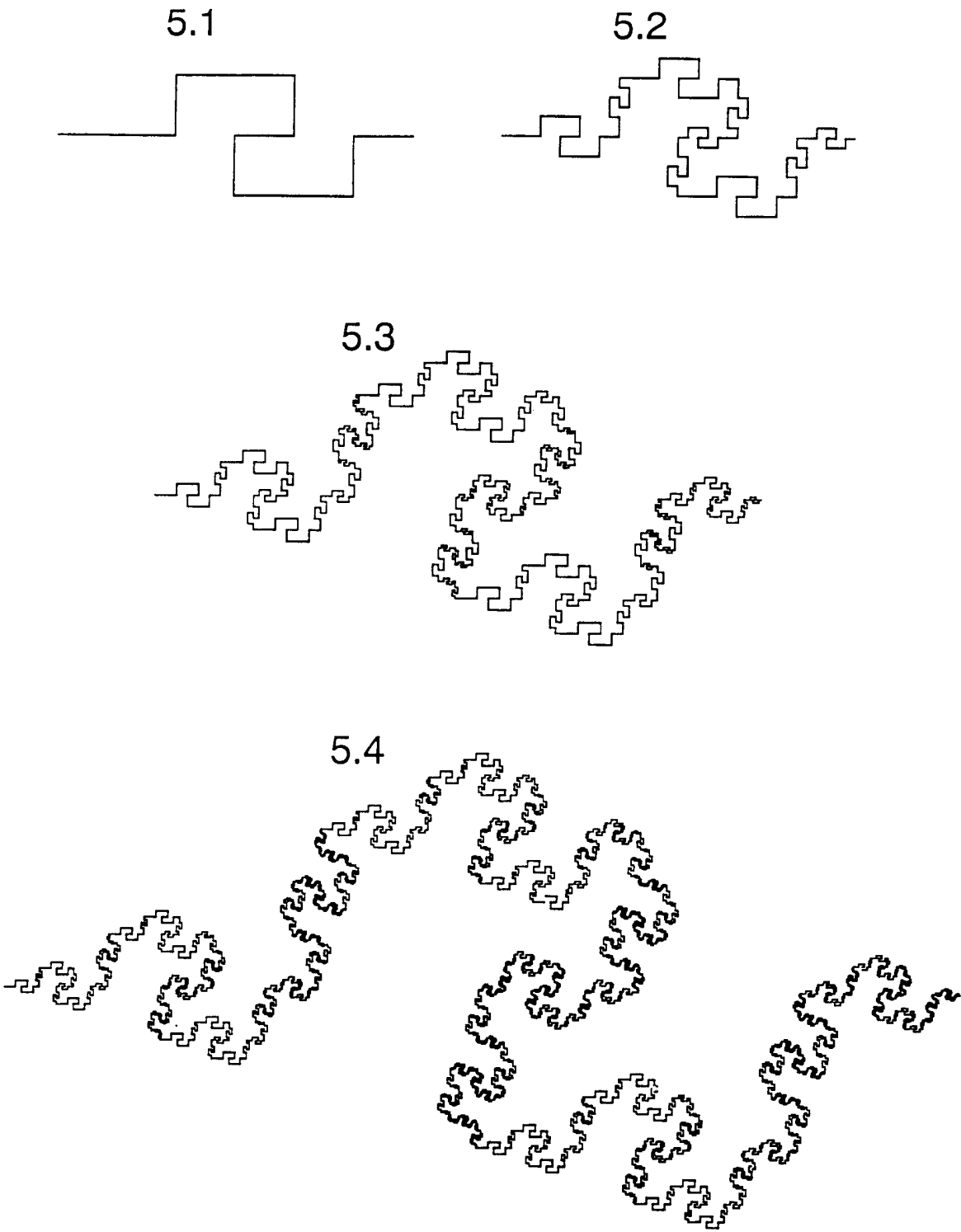


图 5

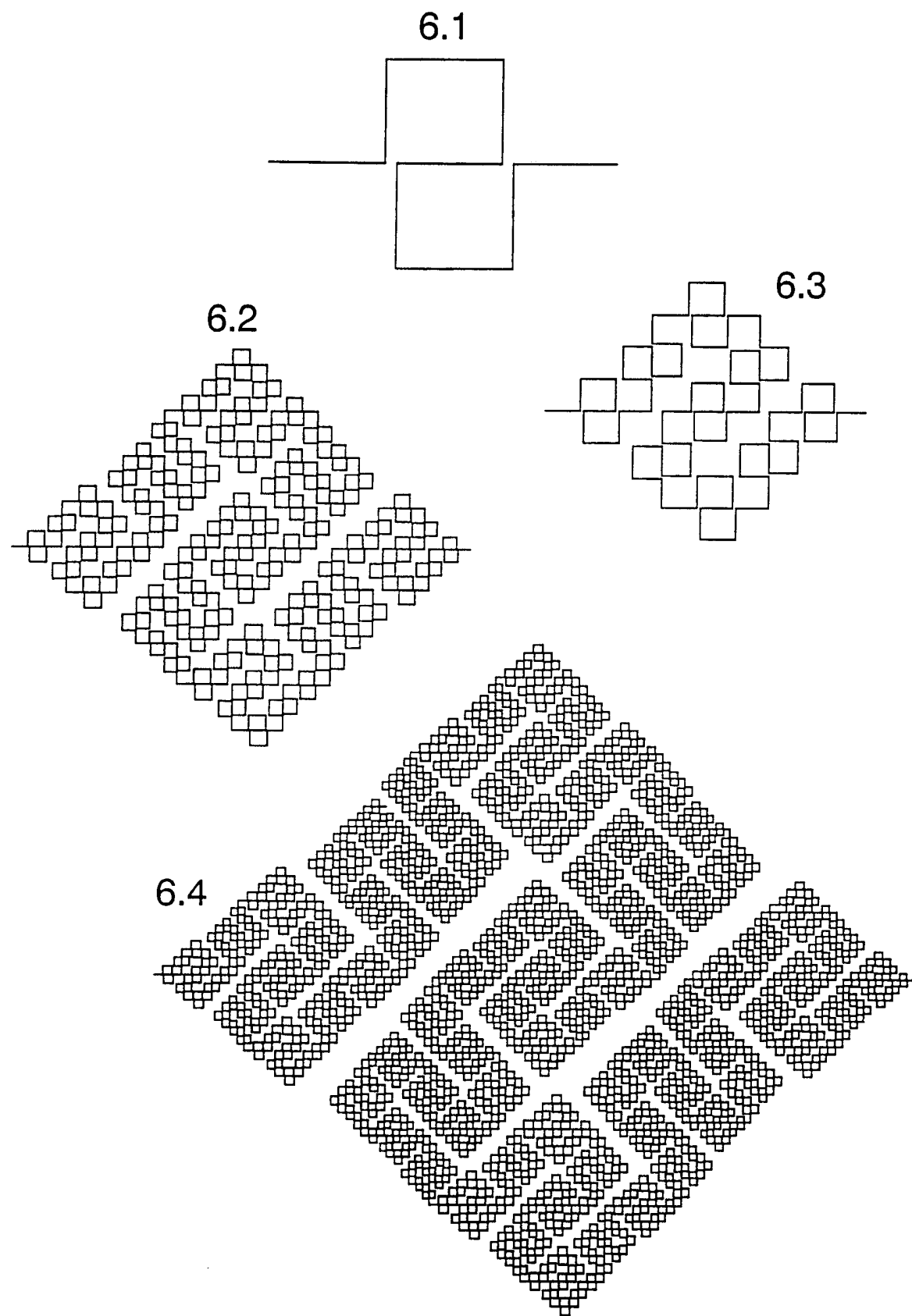


图 6

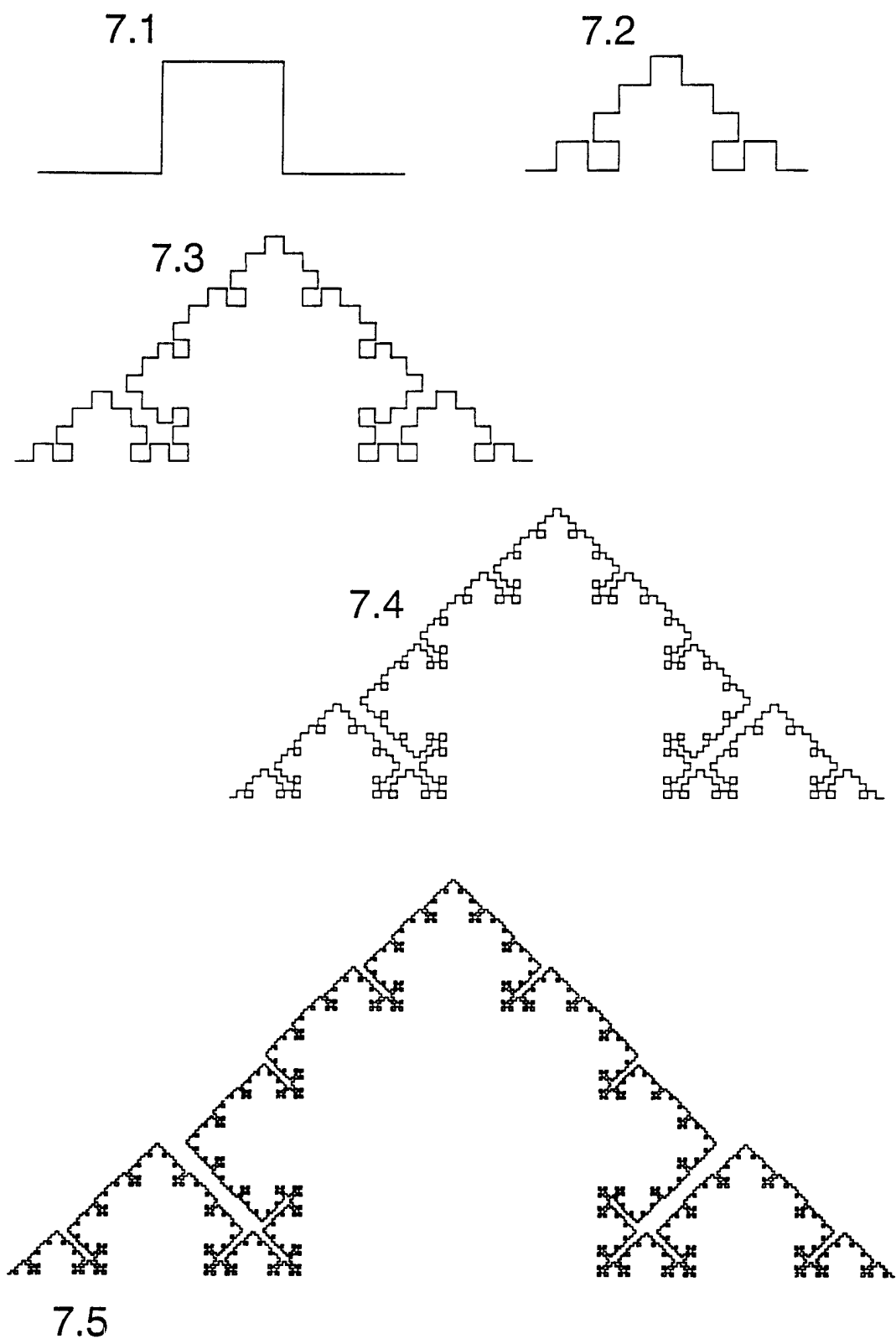
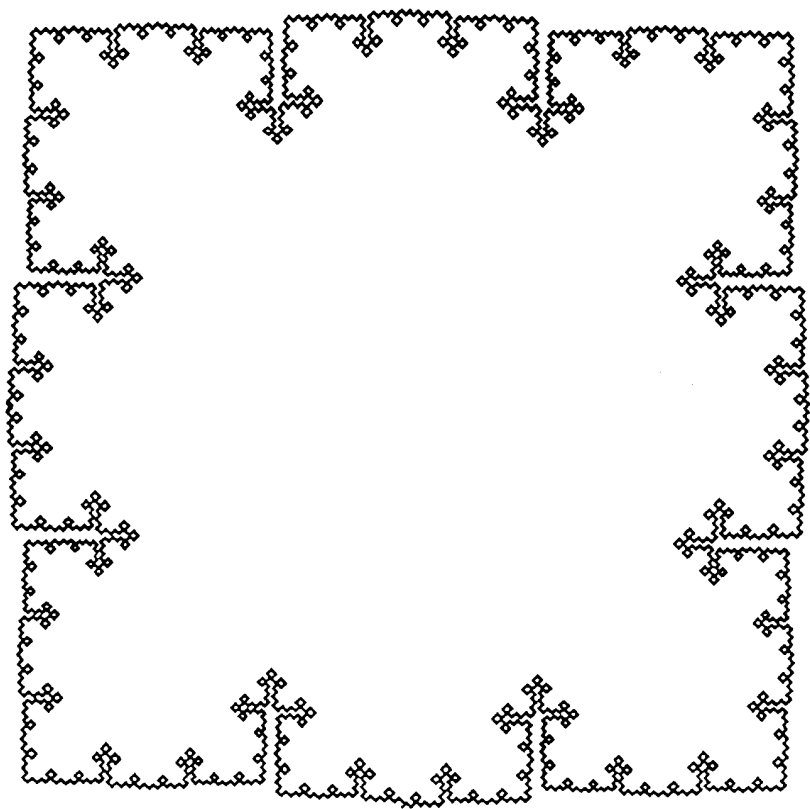


图7

8.1



8.2

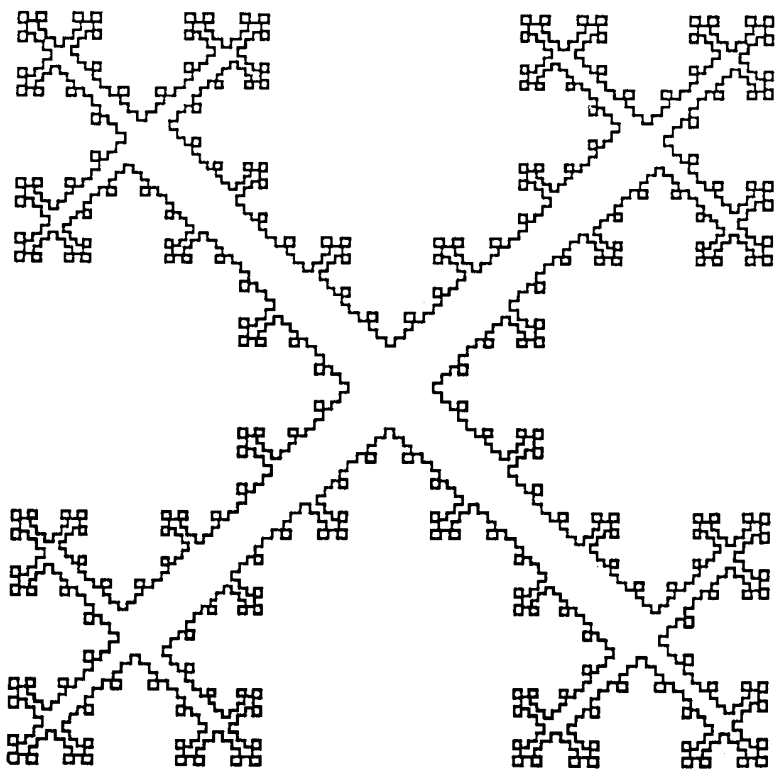


图8

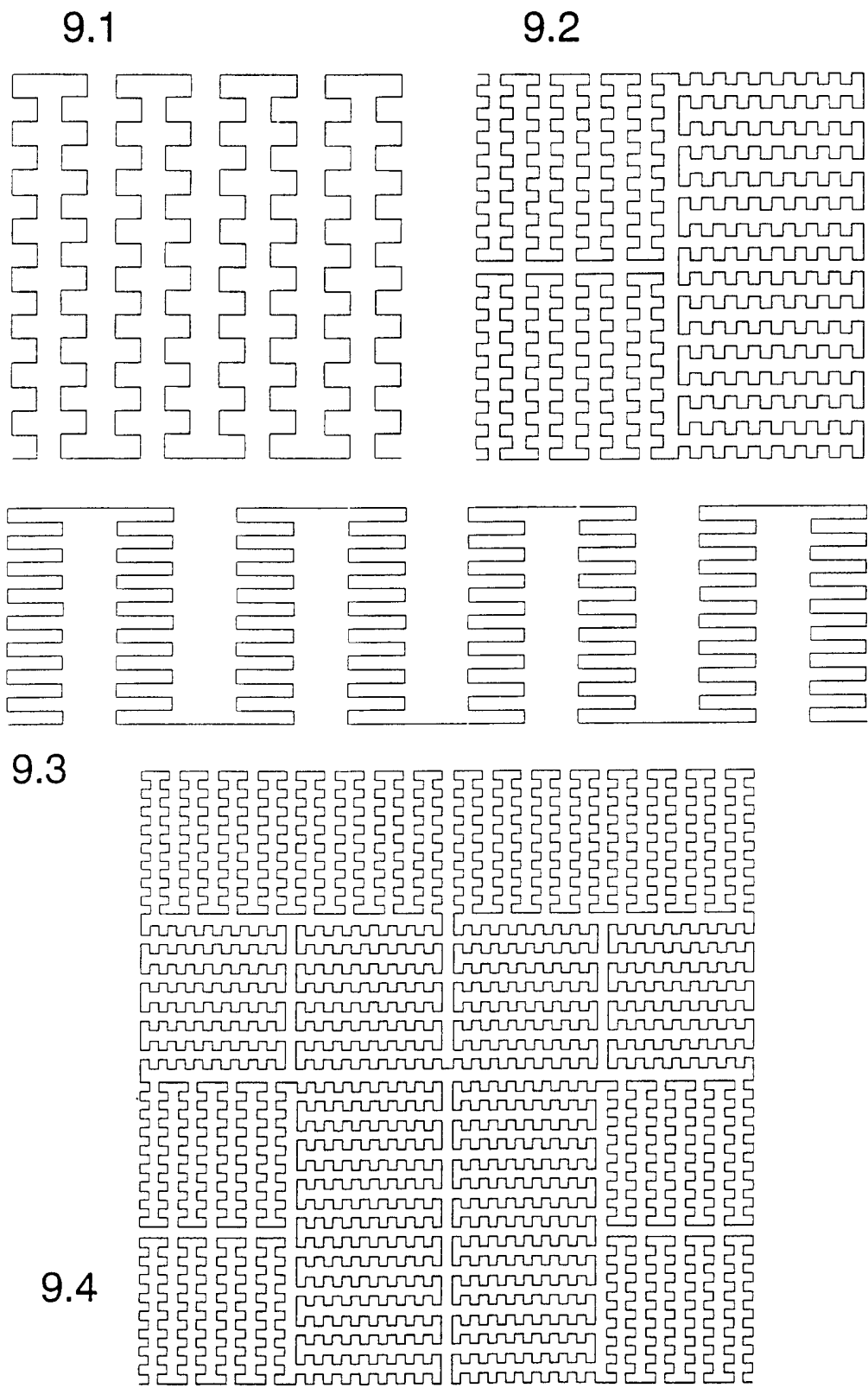


图 9

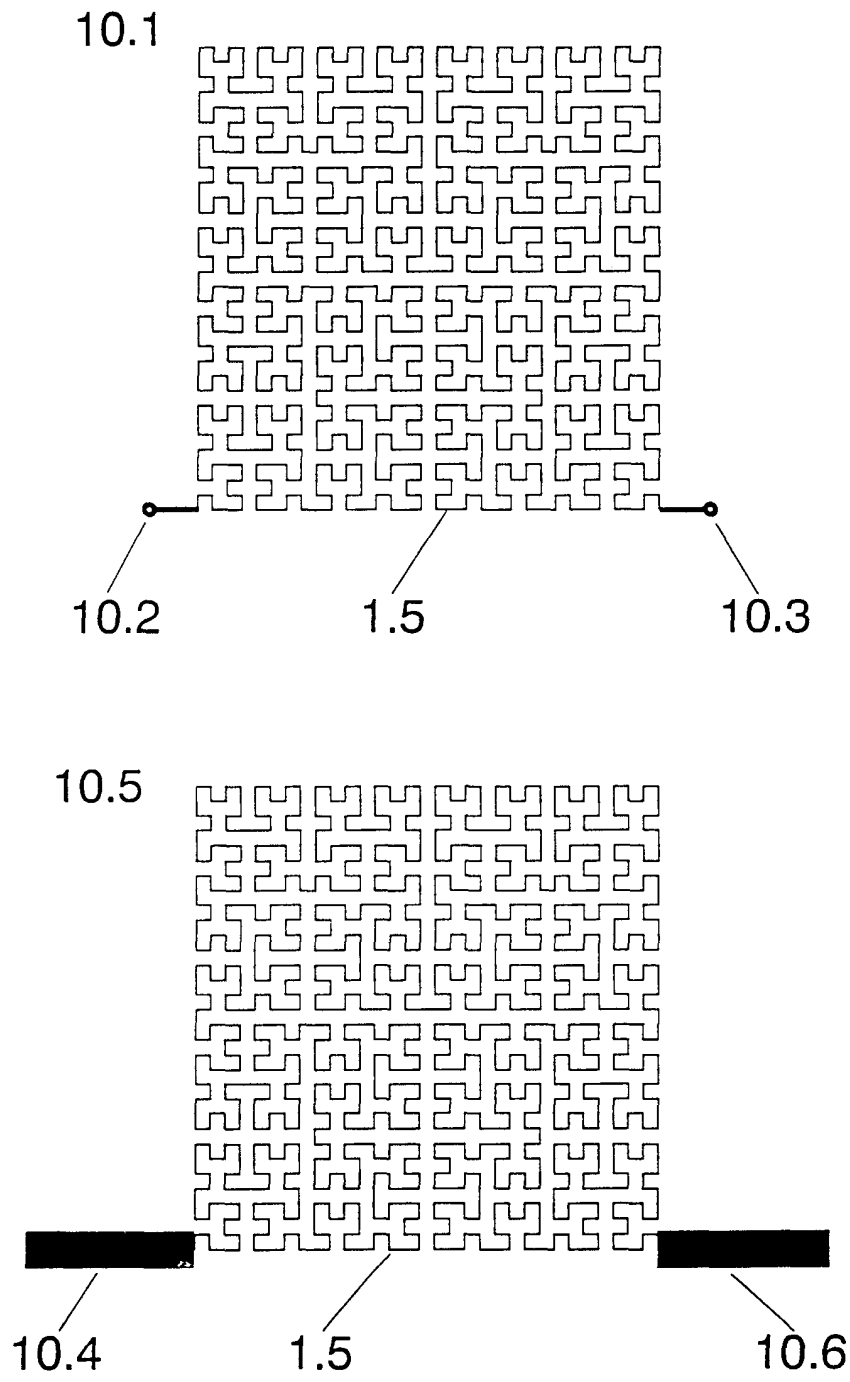
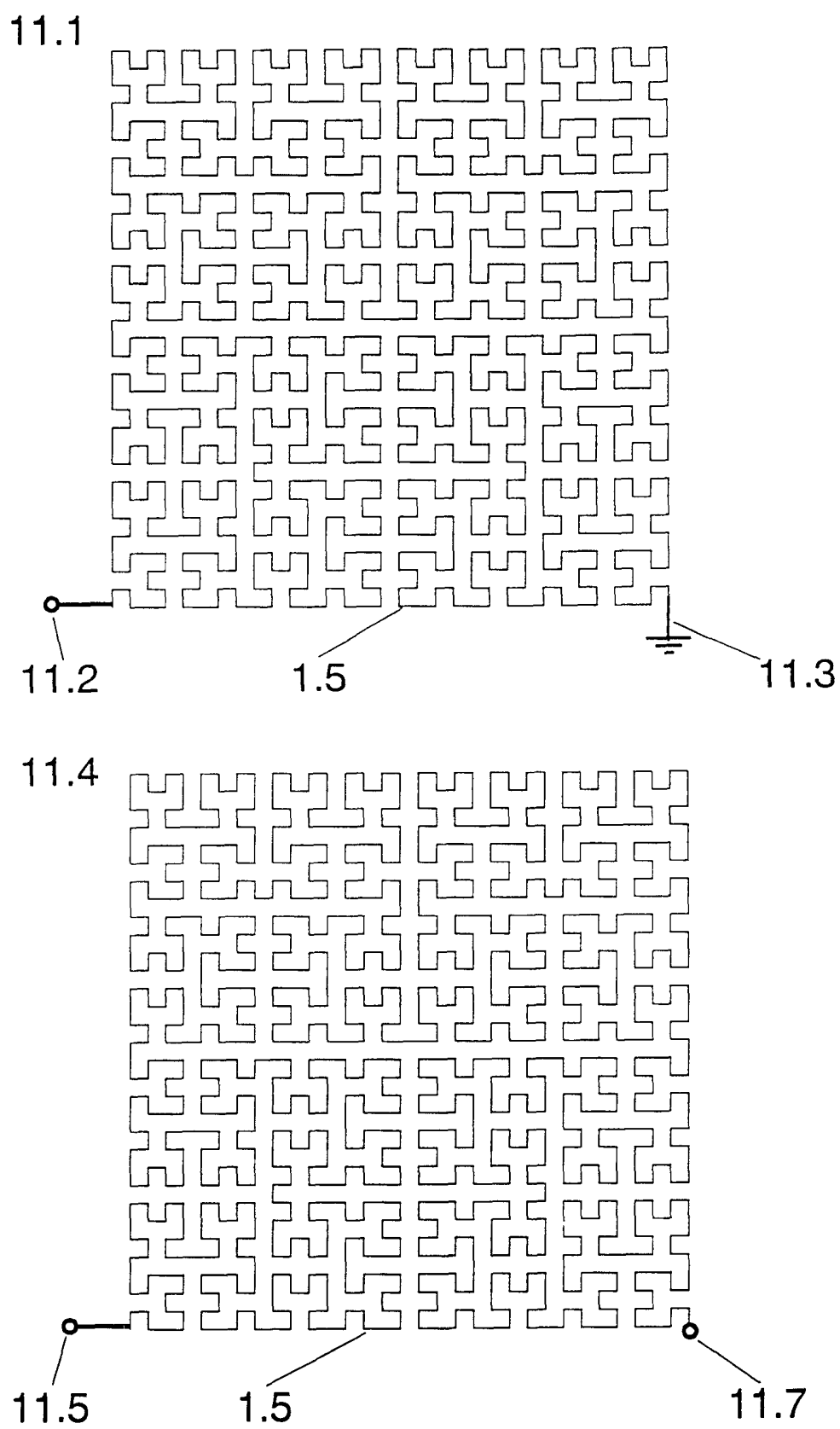


图10

**图11**

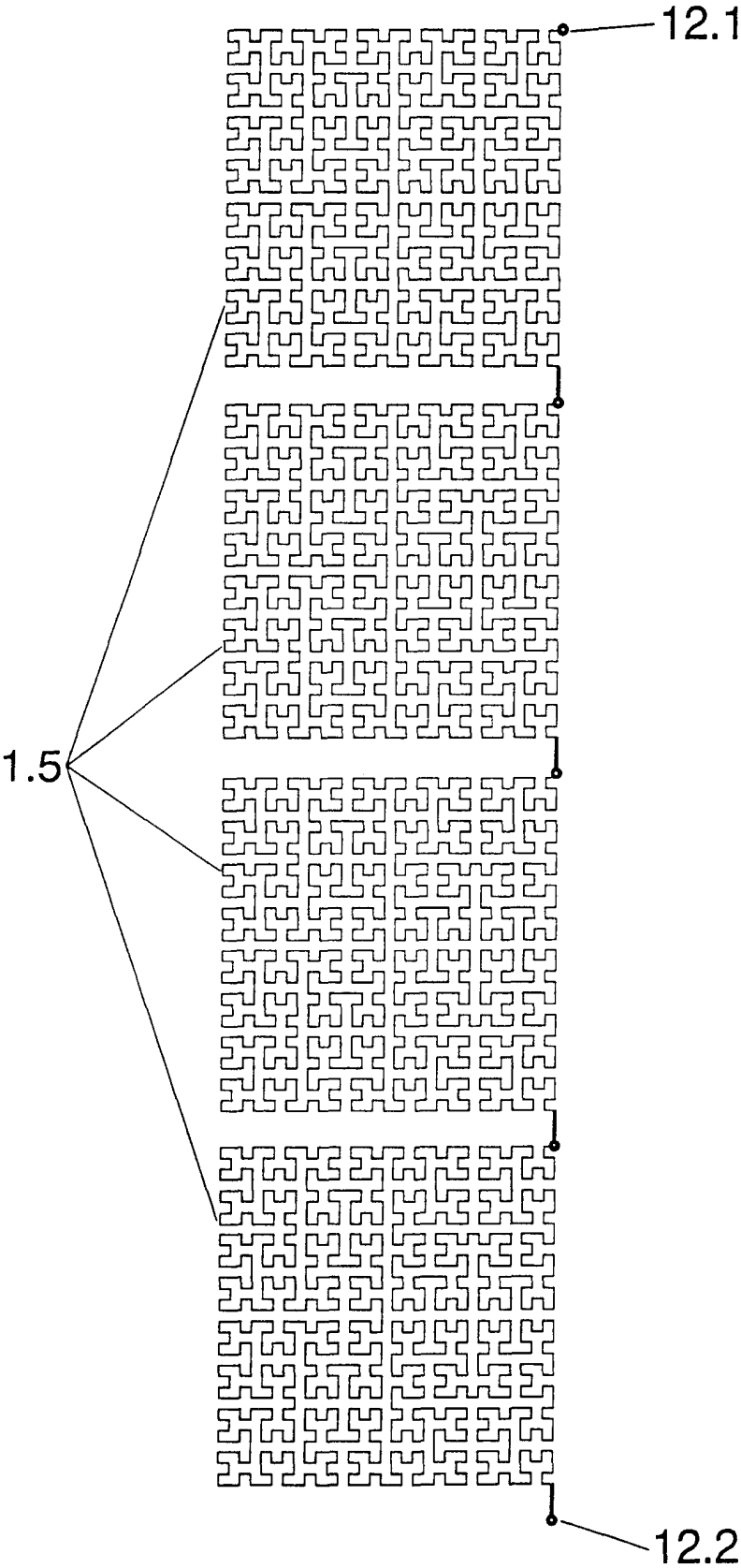


图12

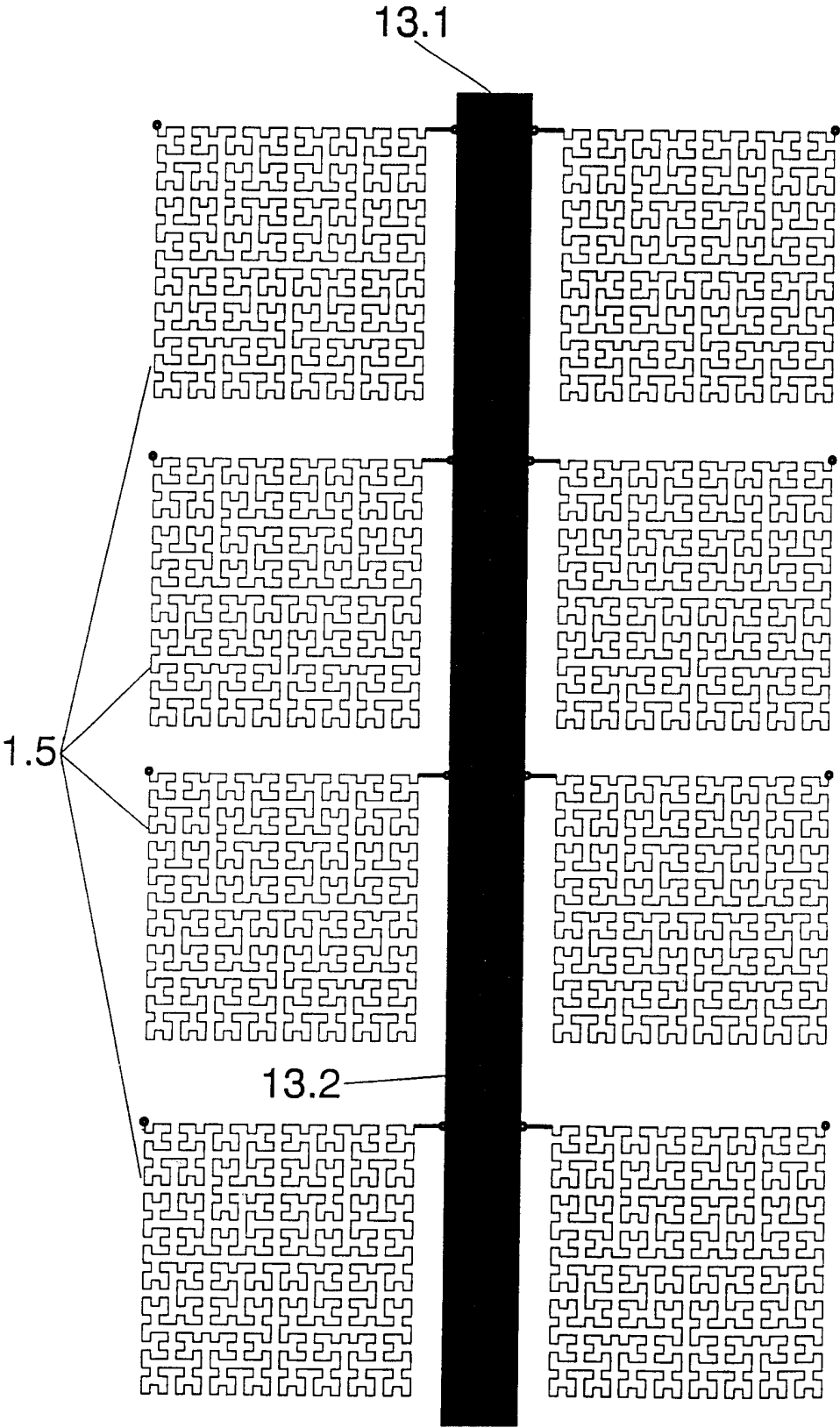


图13

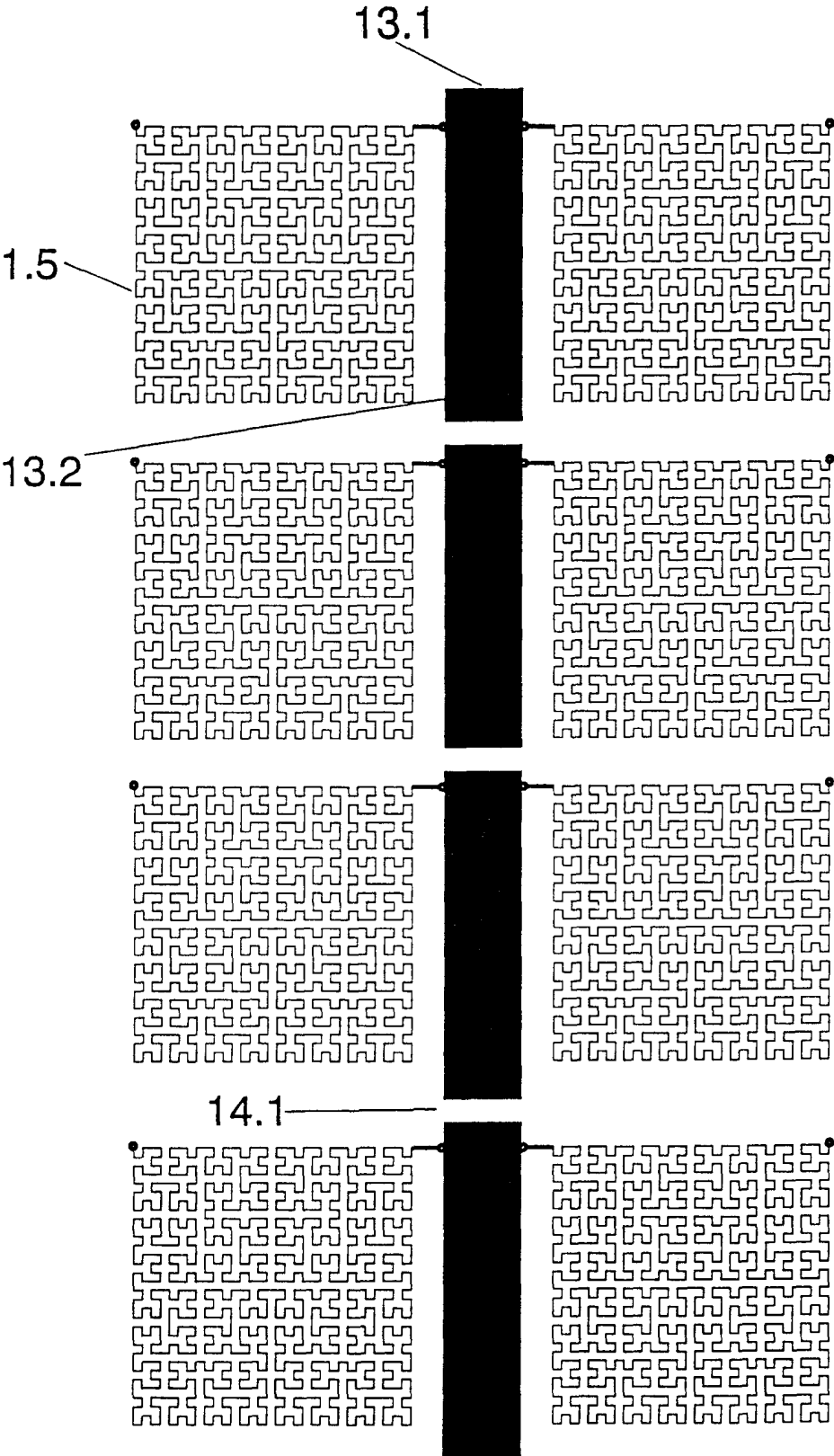
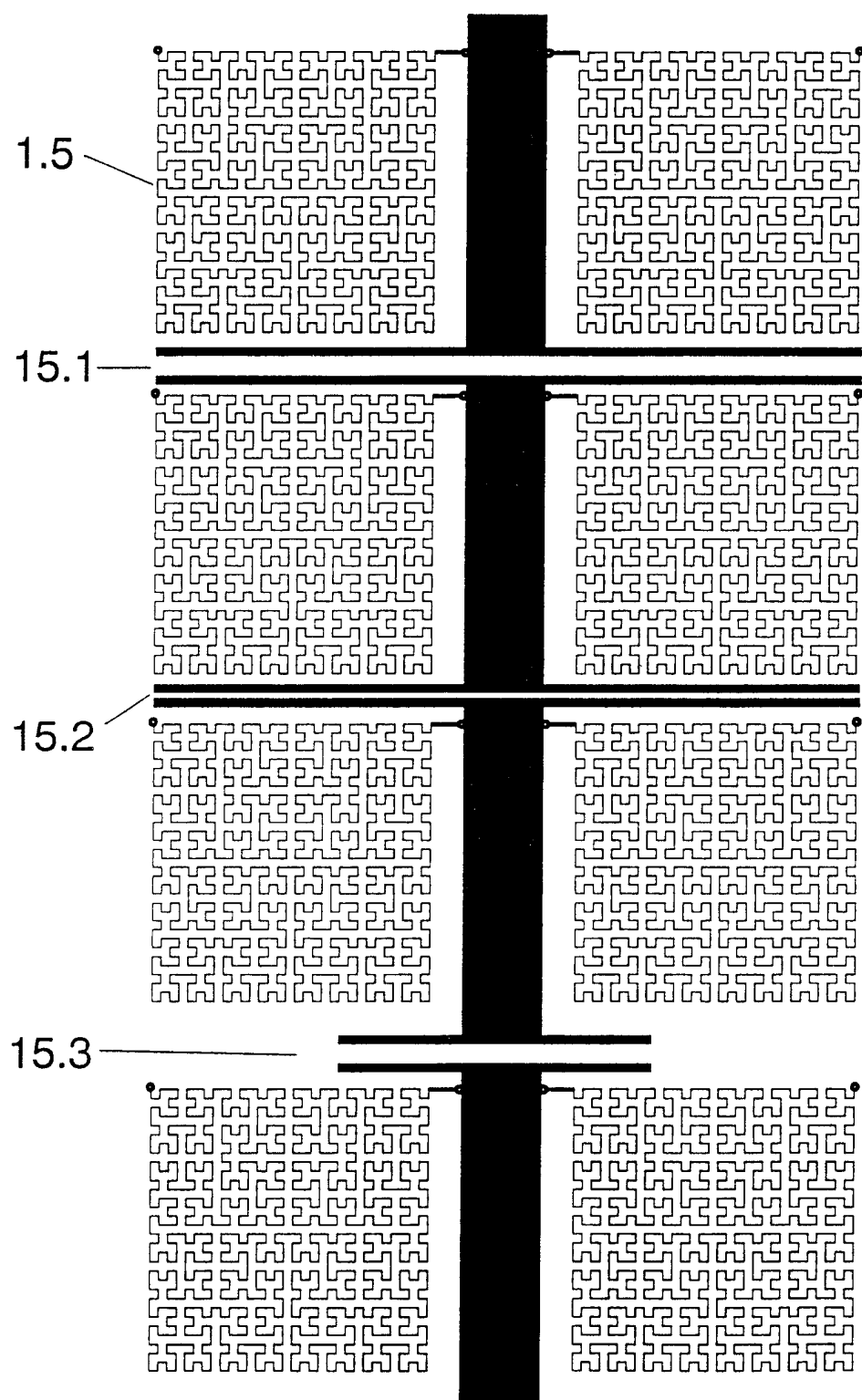


图14

**图15**

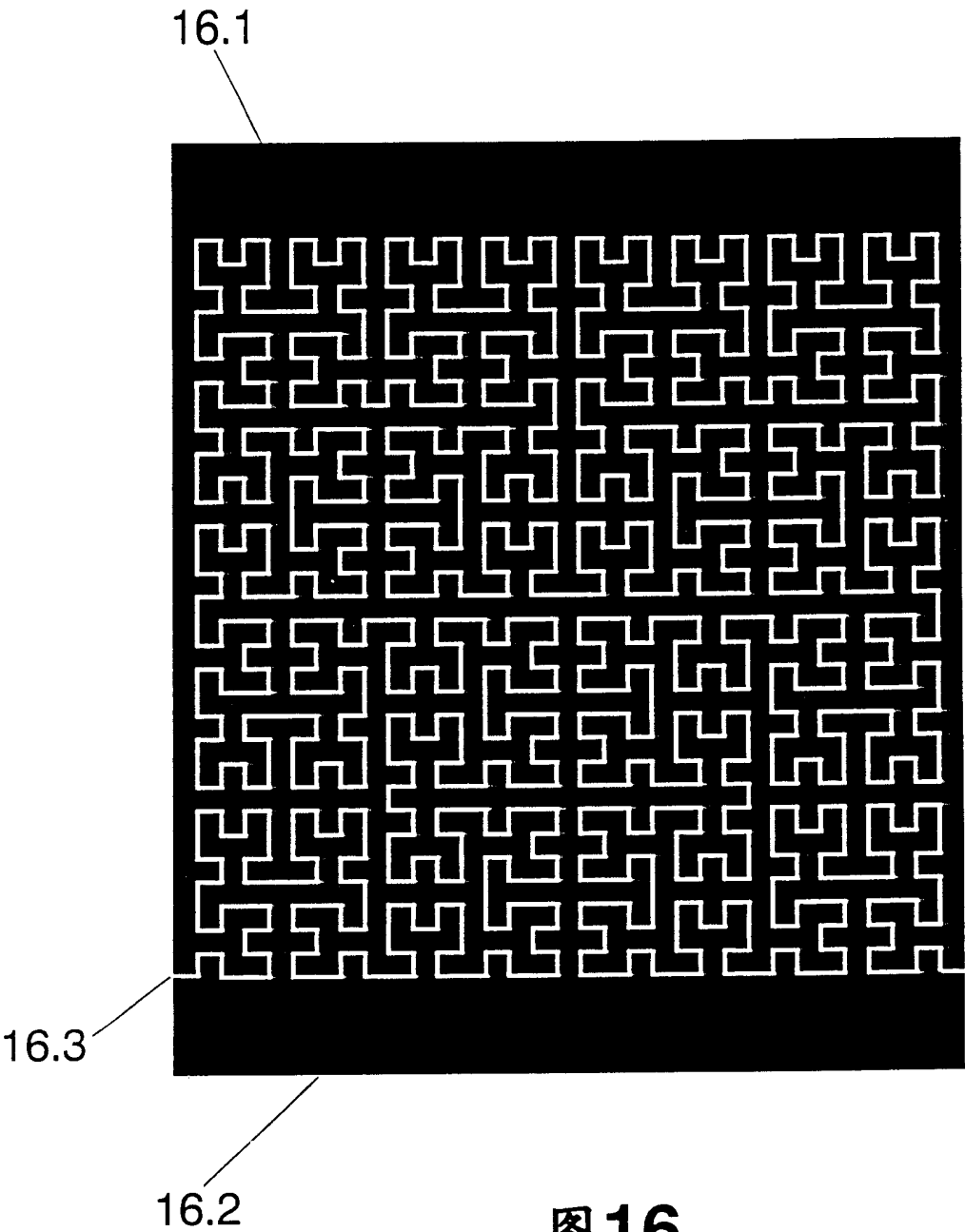


图16

17.1 17.2 17.3

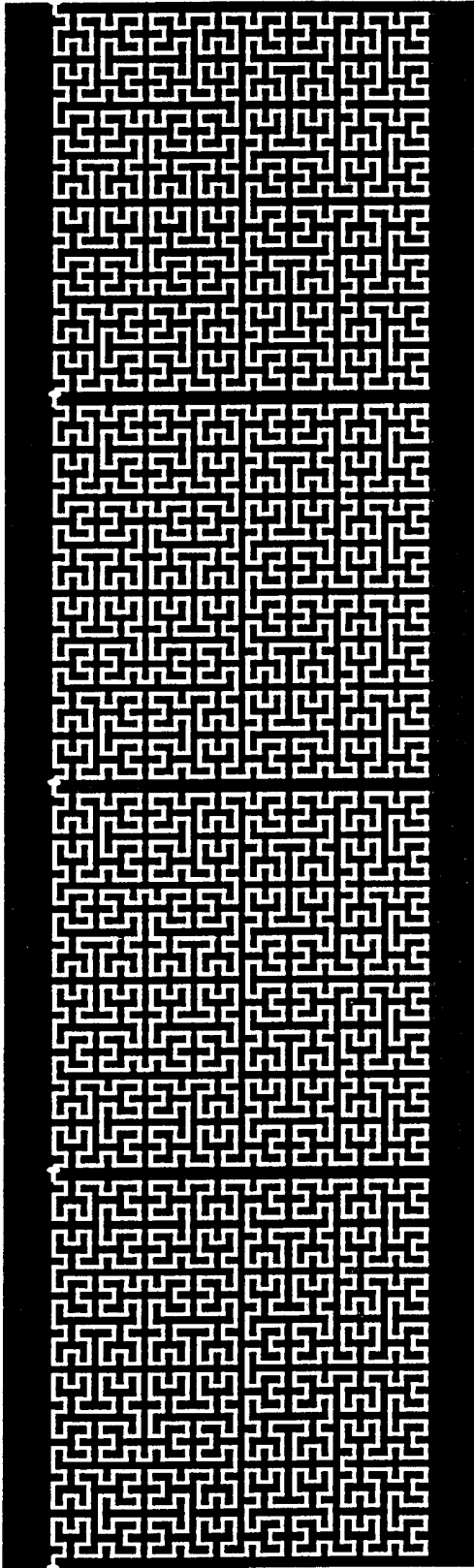


图17

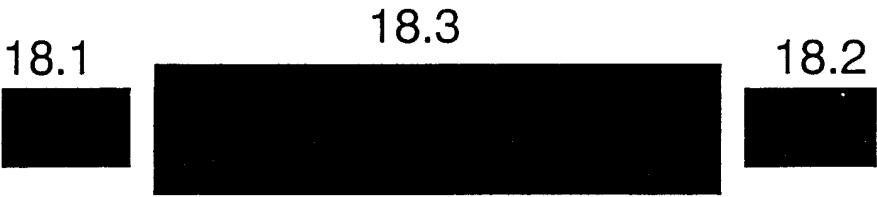


图18

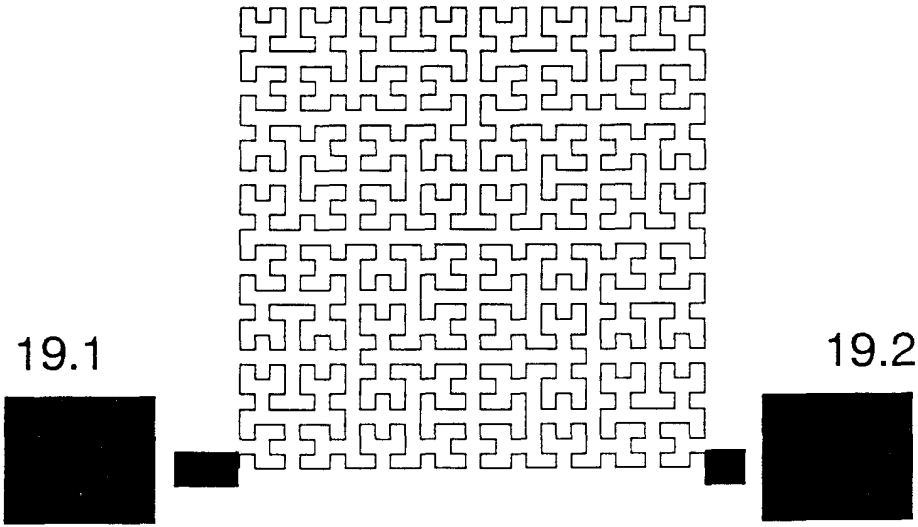


图 19

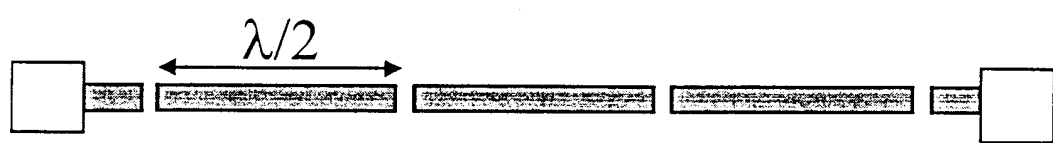


图 20

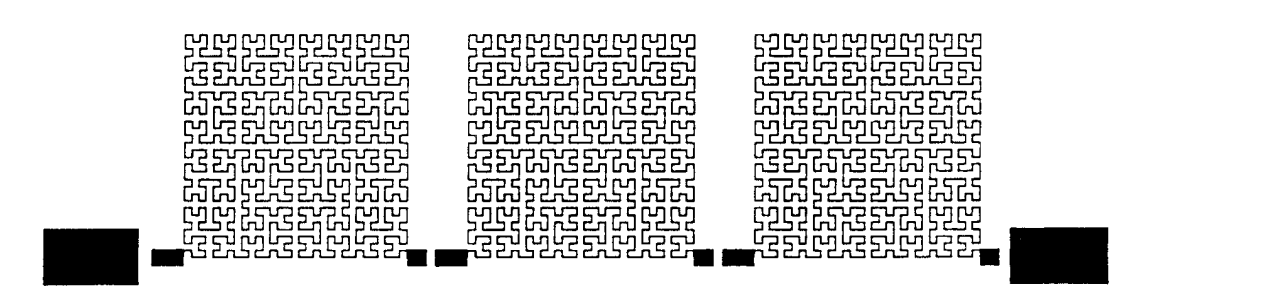


图 21

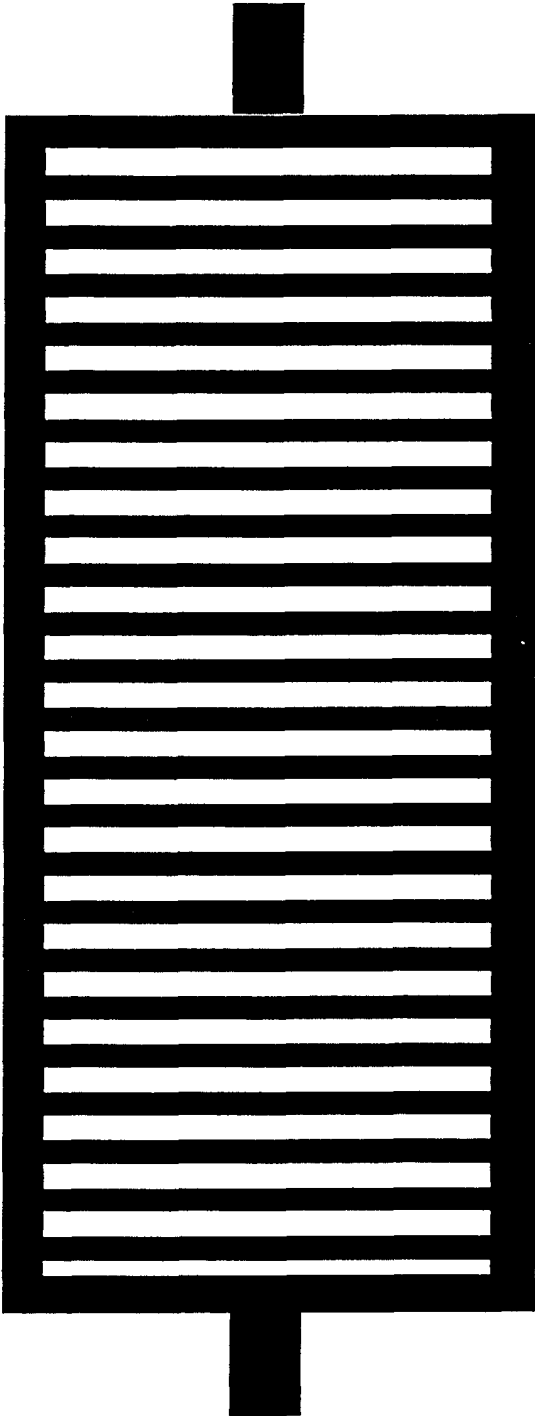


图22

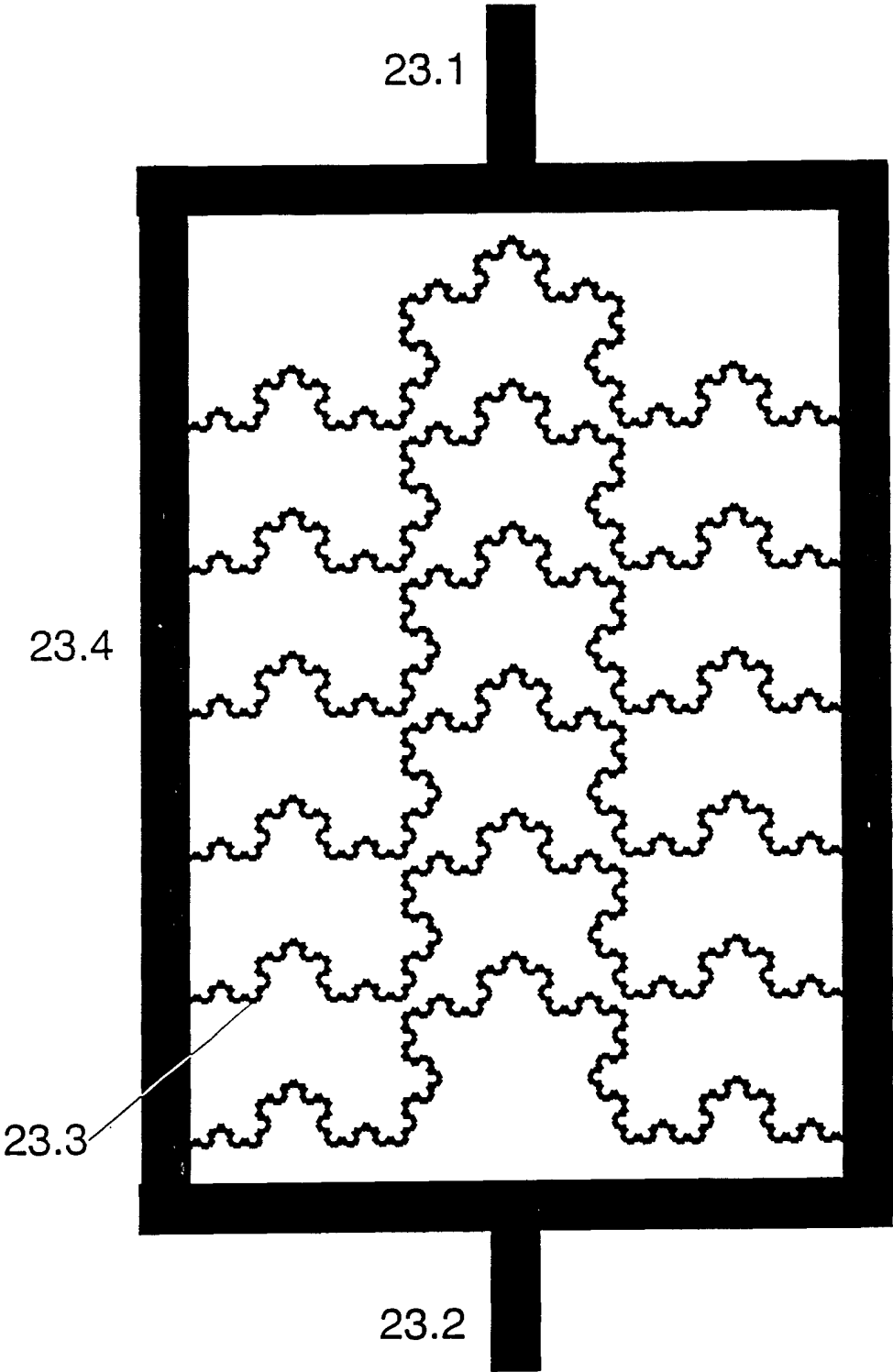


图23

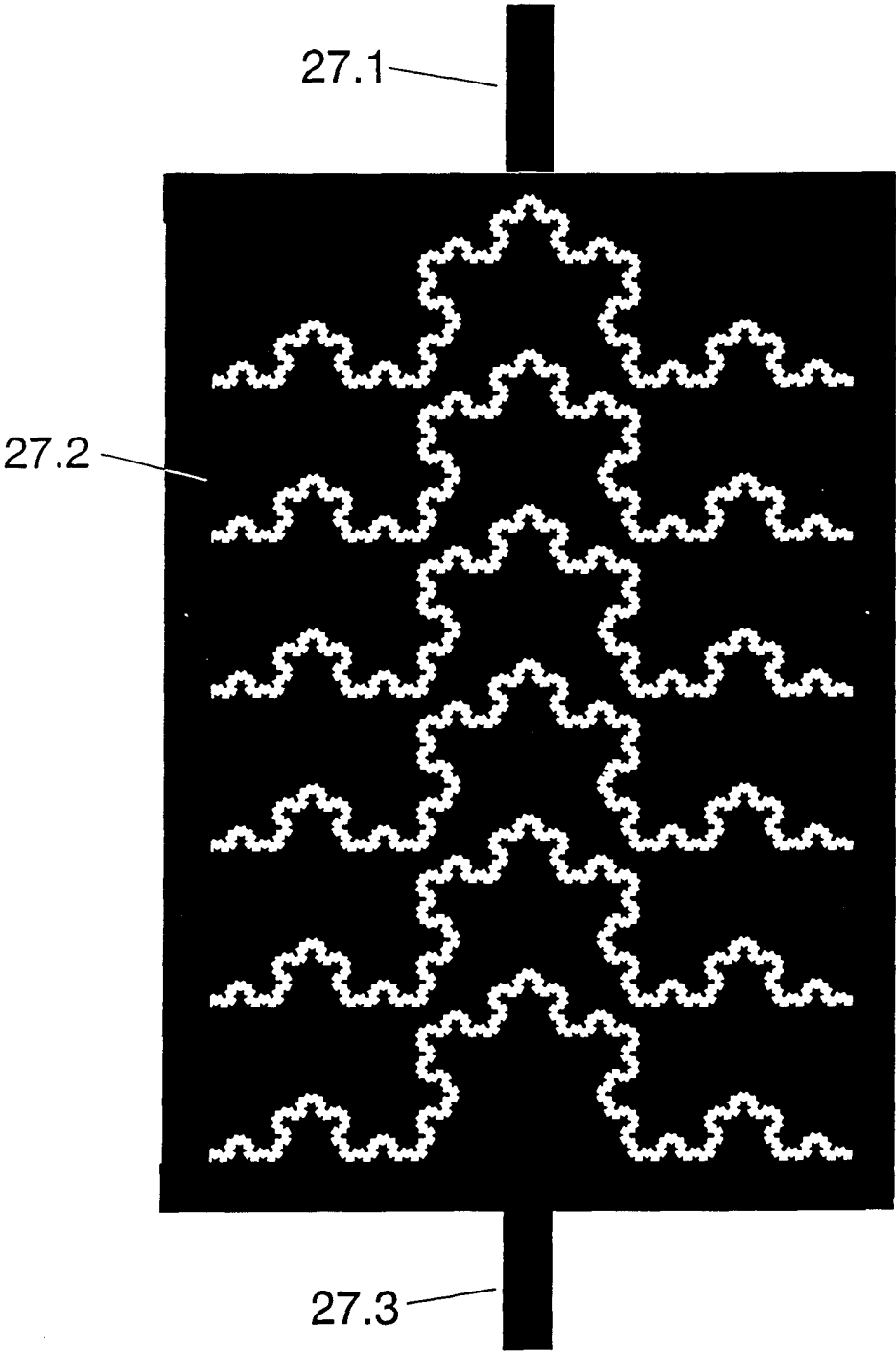


图 24

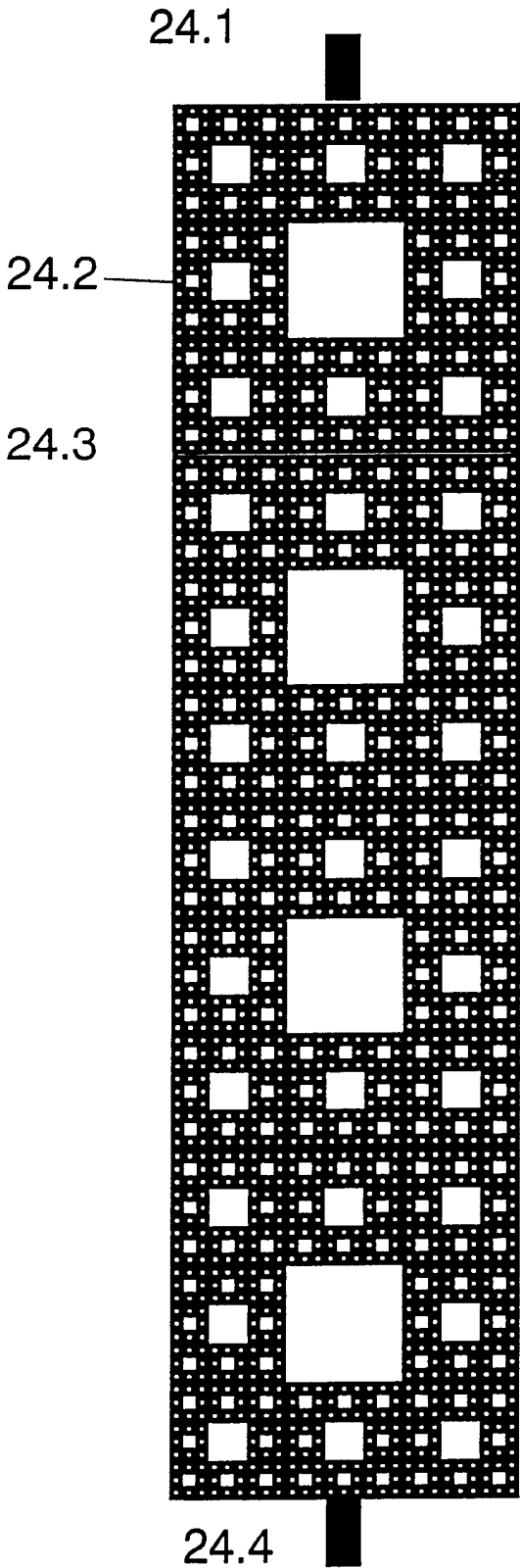


图 25

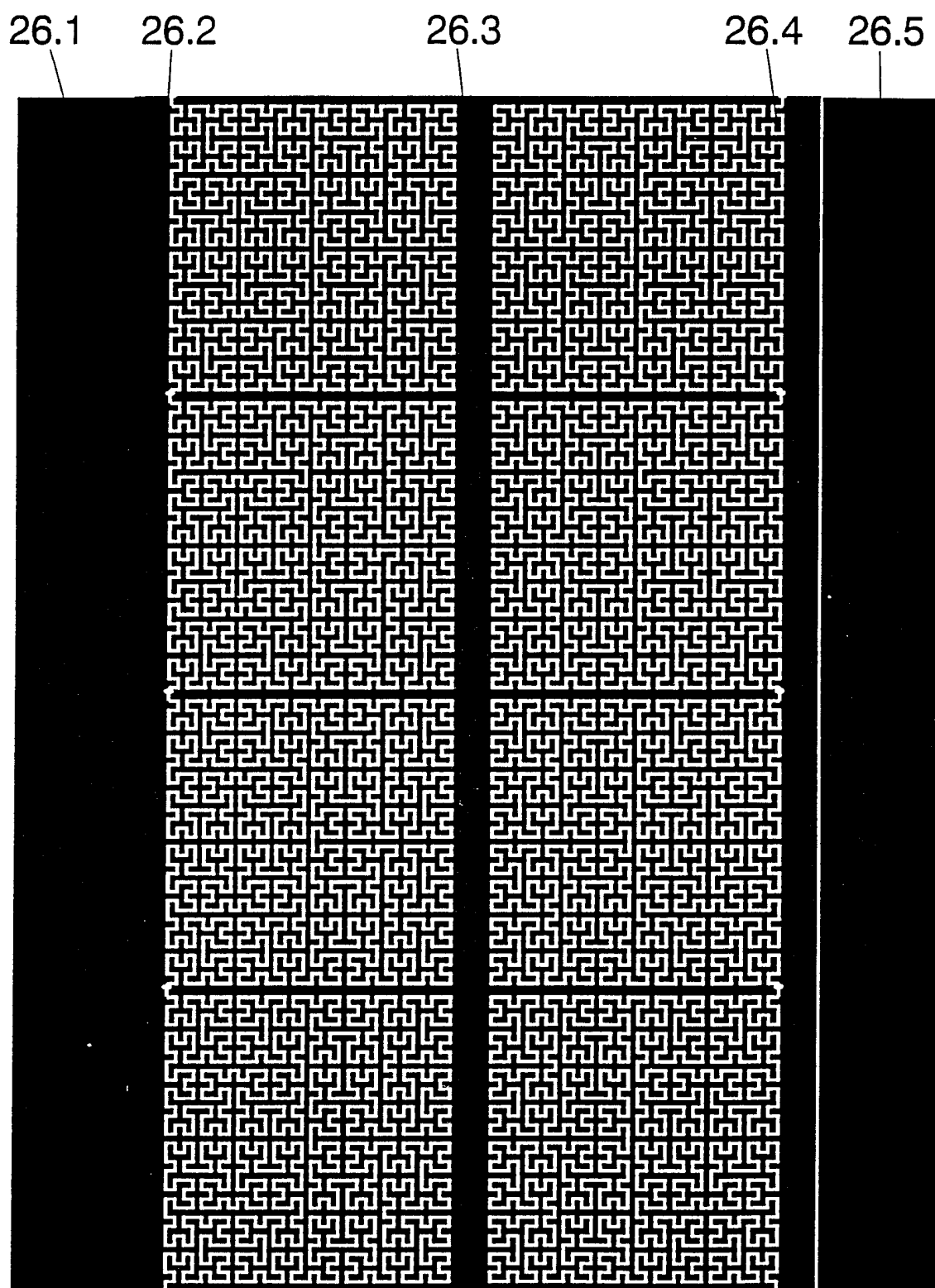


图 26

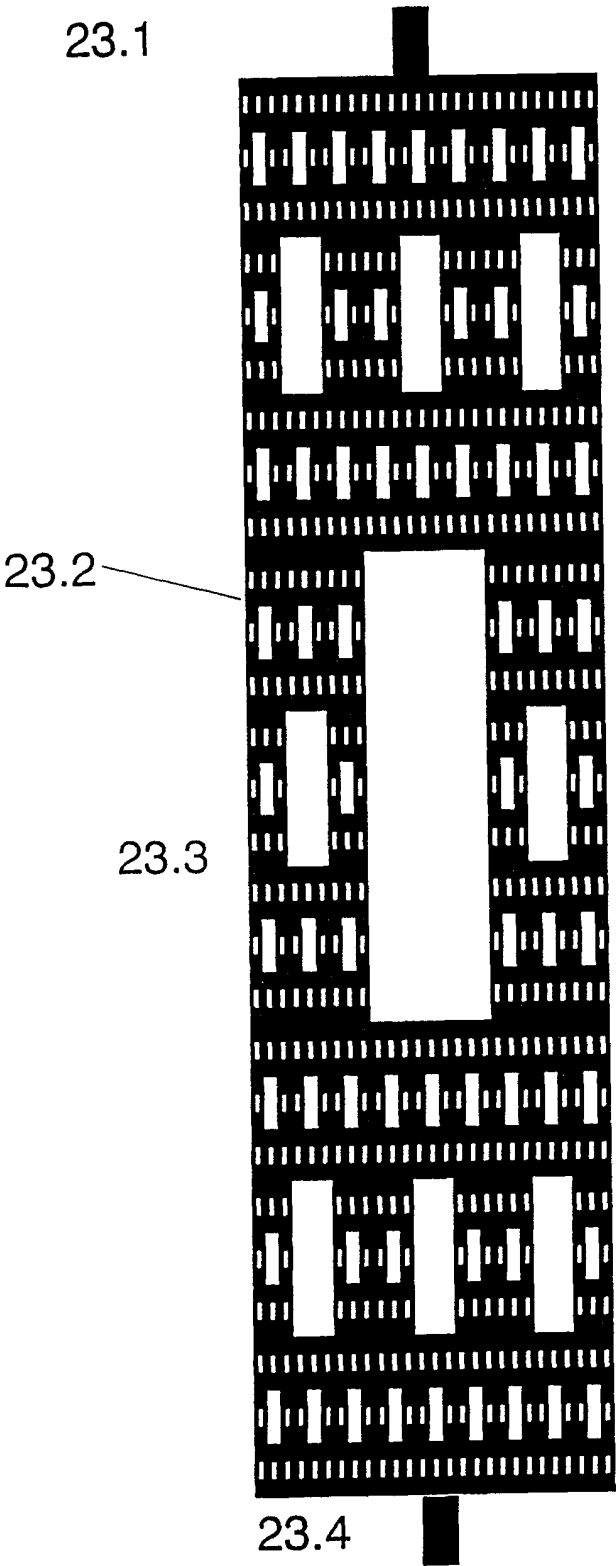


图27

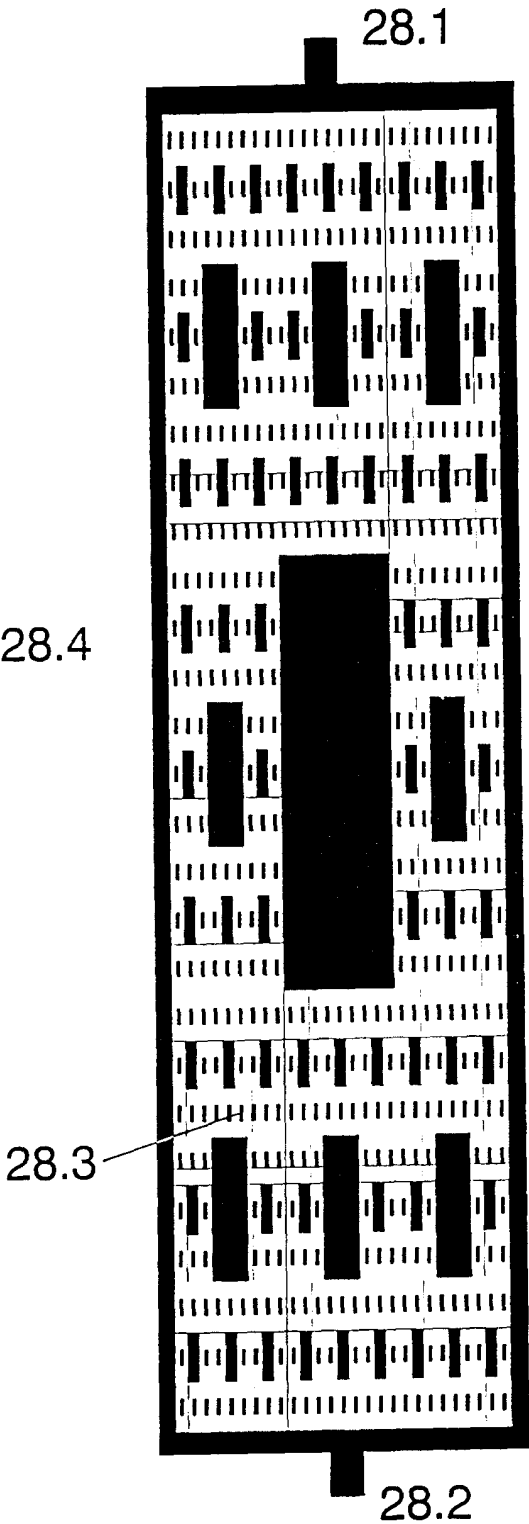


图 28

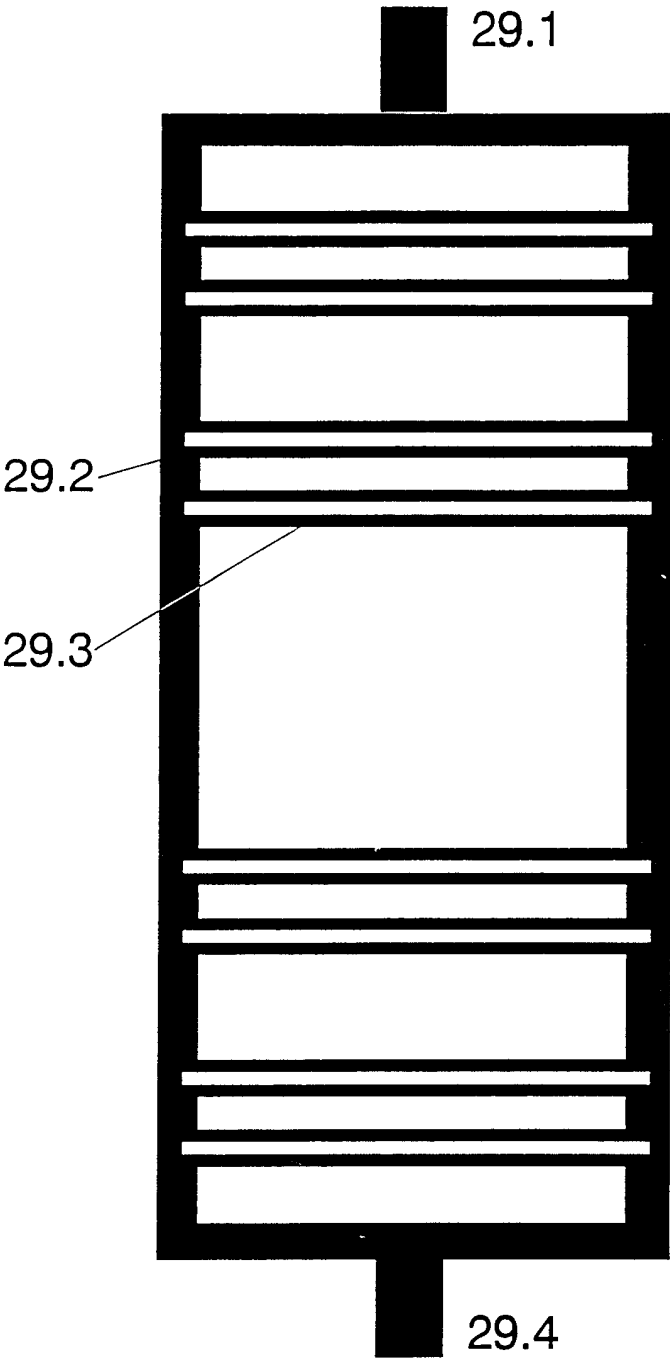


图29

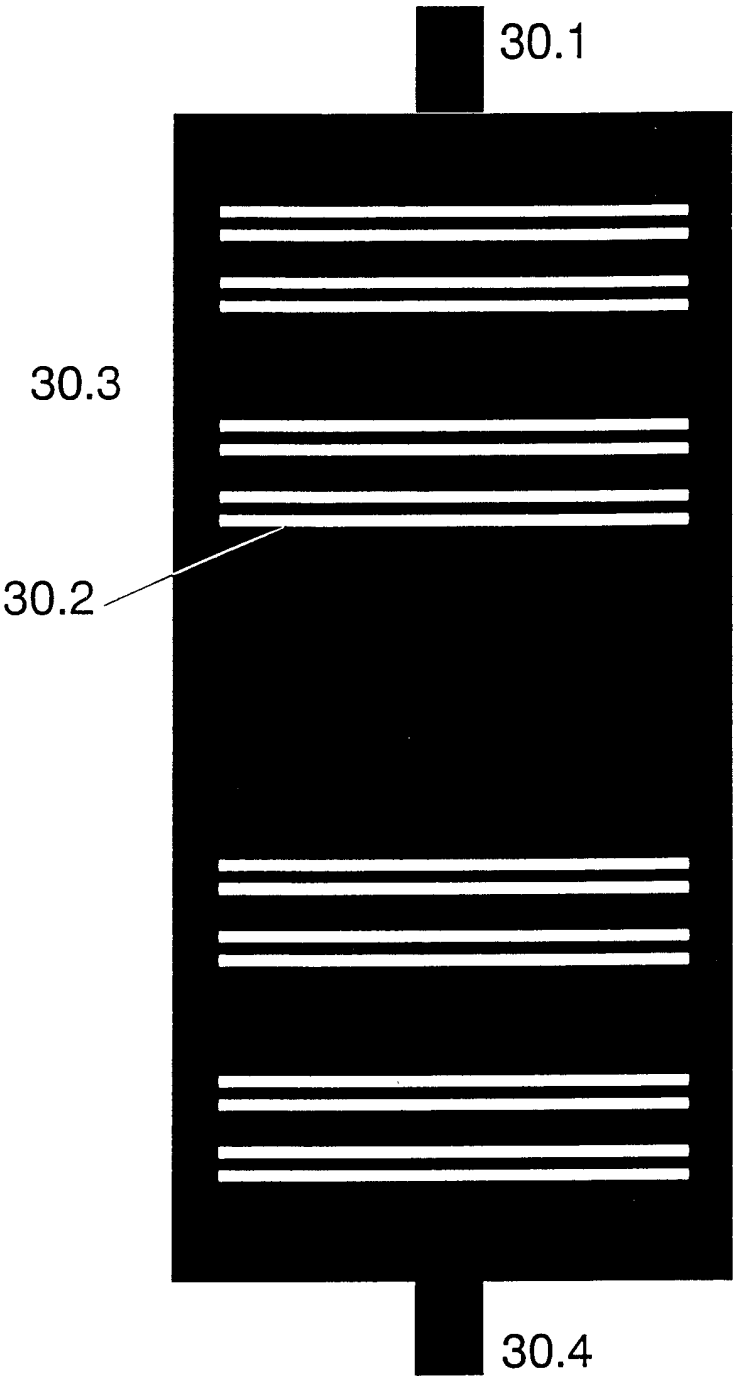


图 30

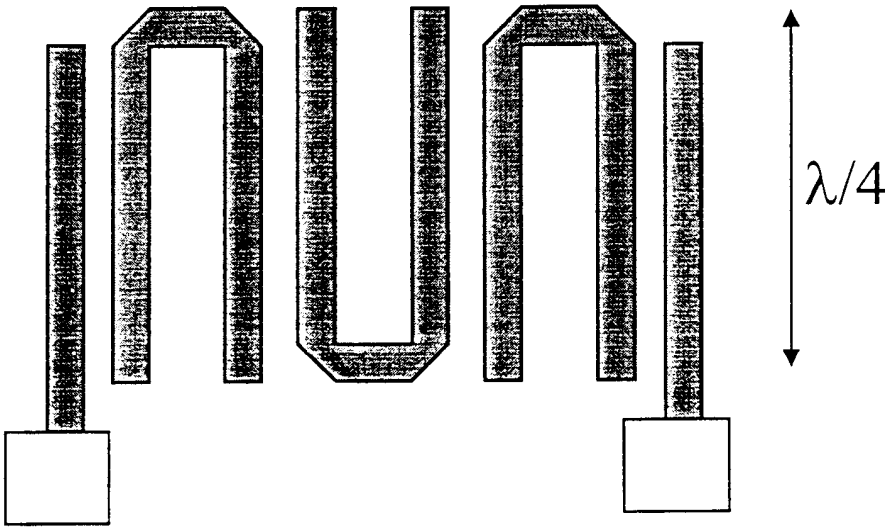


图 31

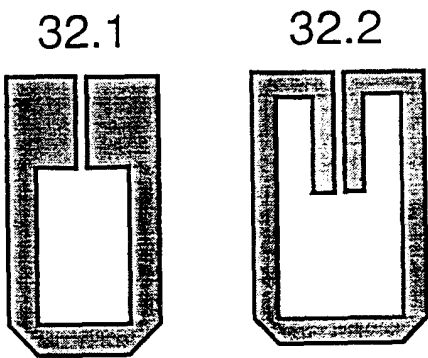


图32

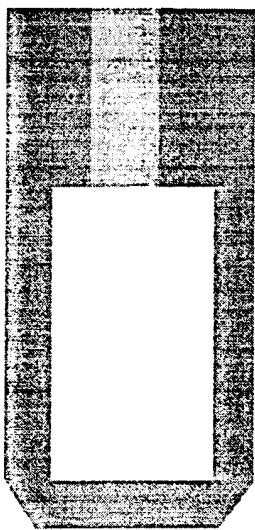


图 33

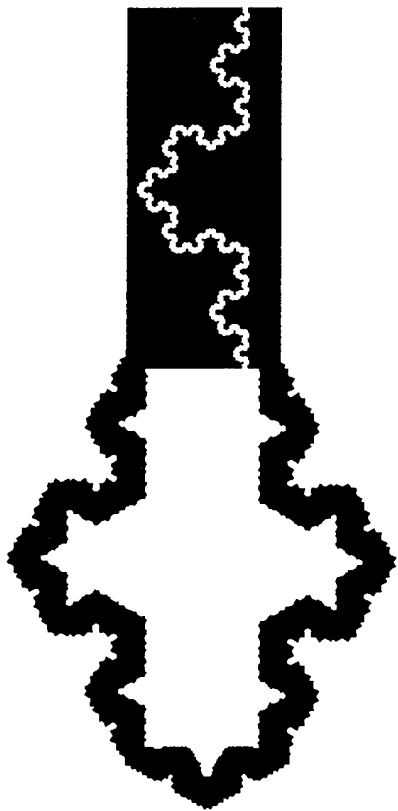


图34

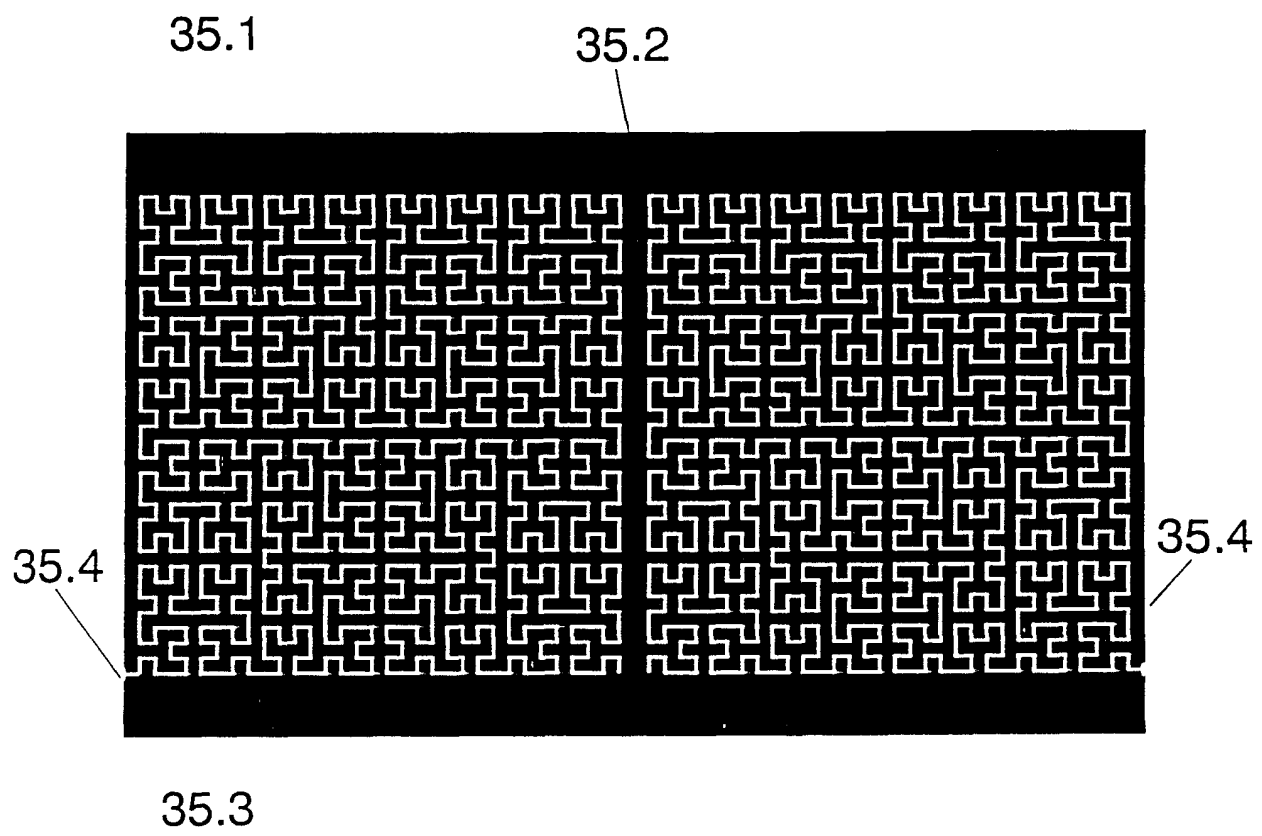


图 35

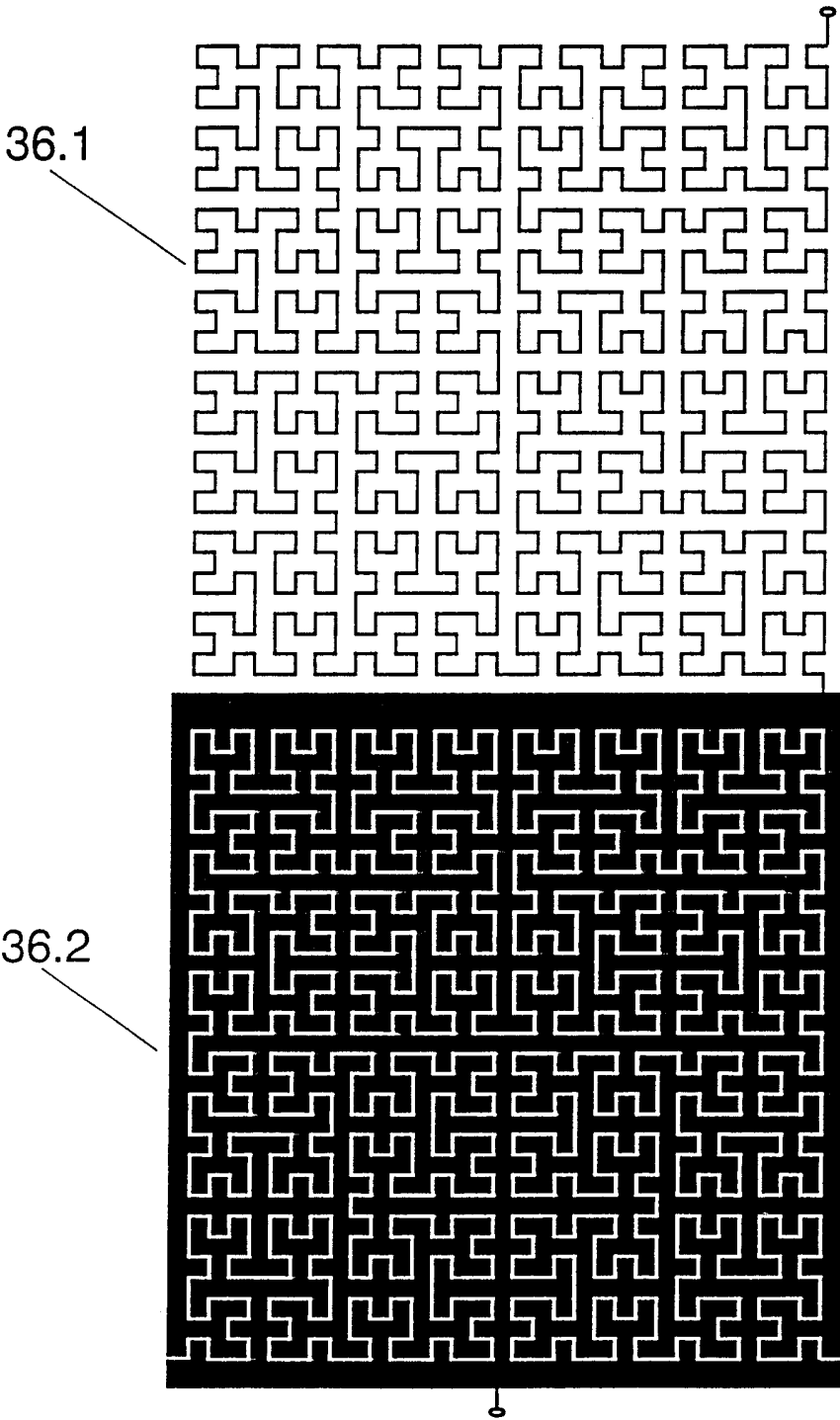


图36

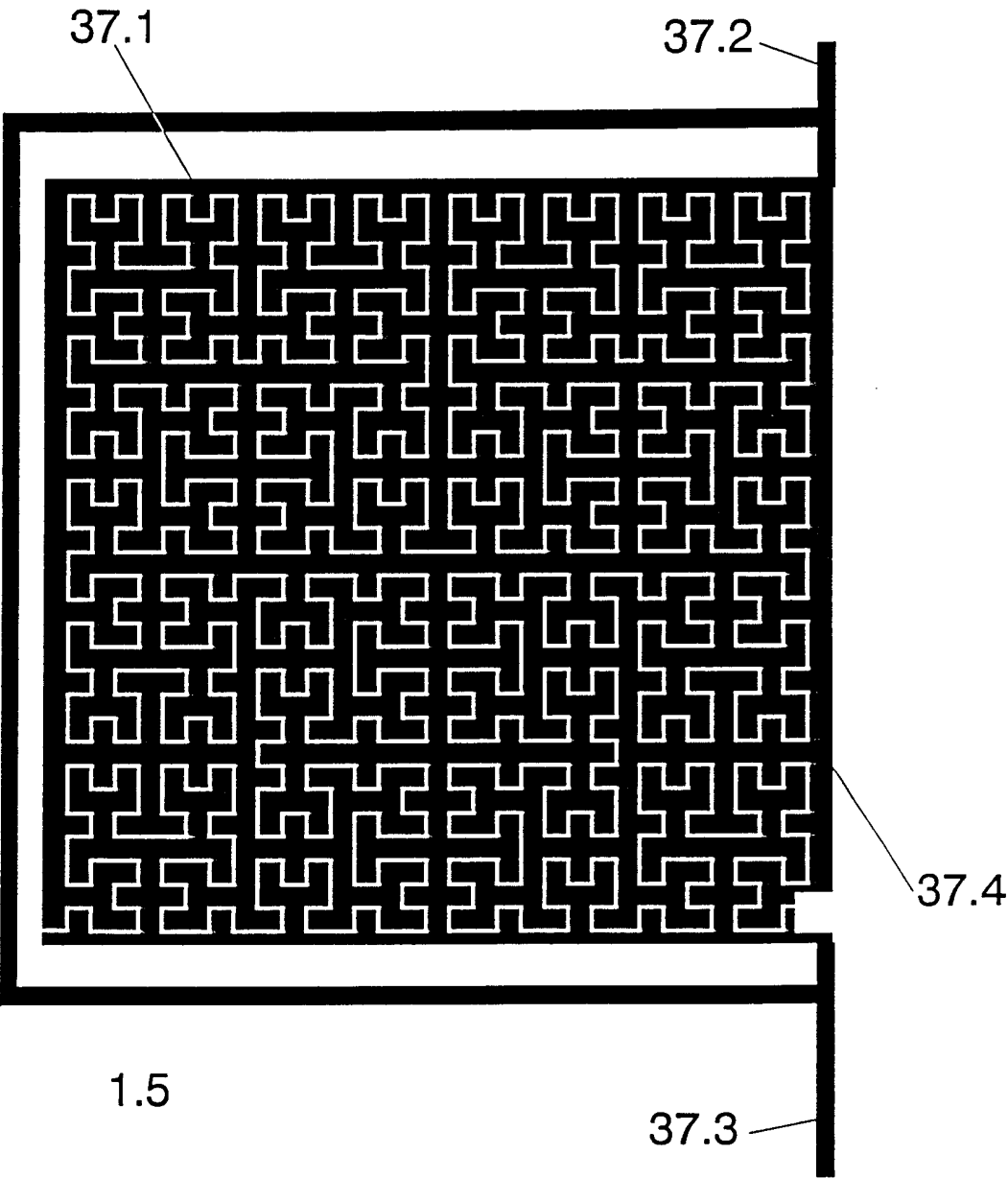


图 37

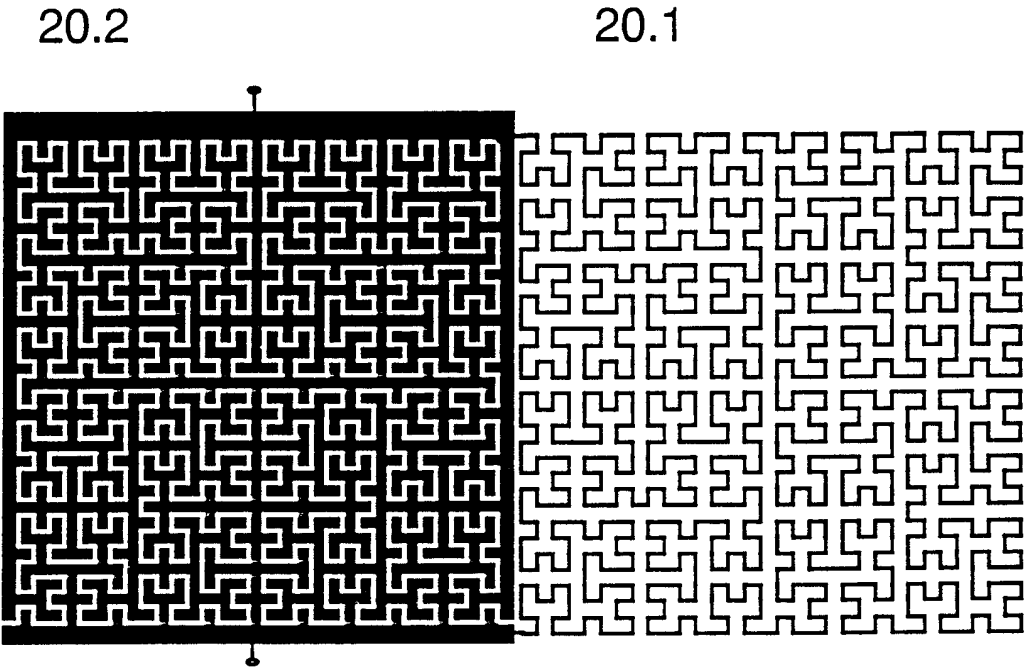


图 38

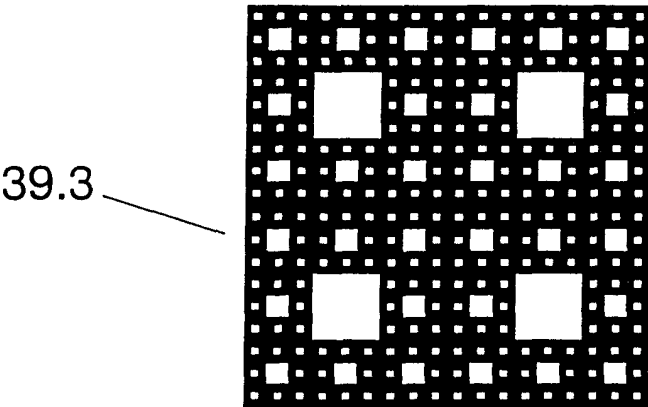
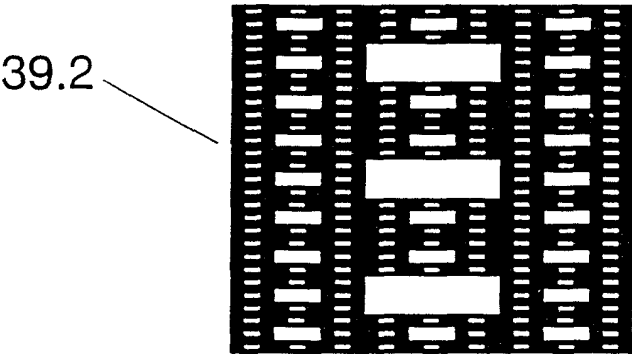
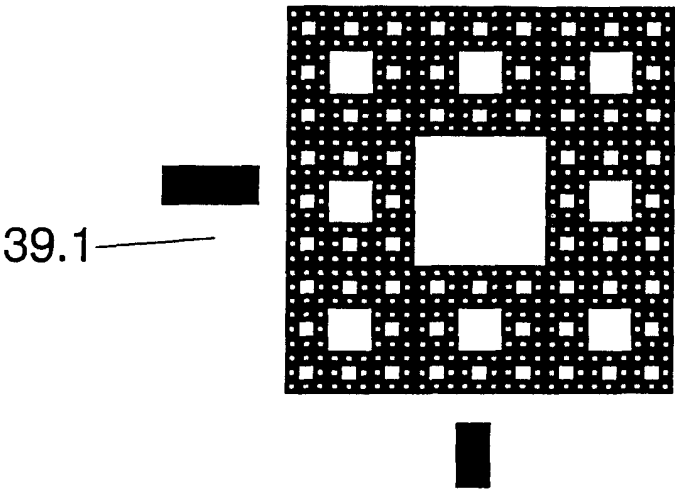
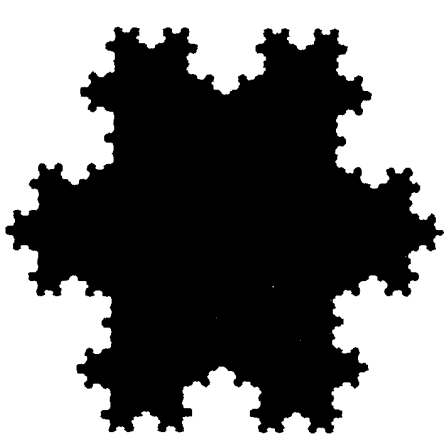
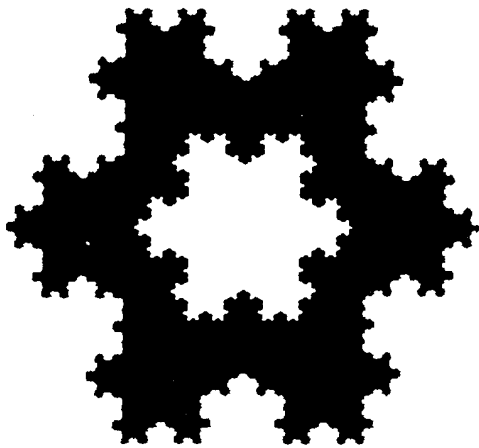


图 39



41.1



41.2

图 41

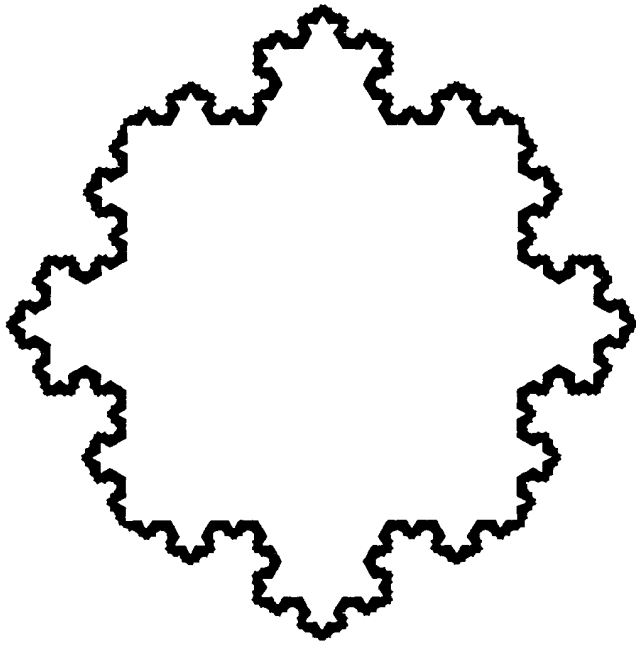


图 40