

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03F 1/07 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200580022092.2

[45] 授权公告日 2009 年 9 月 16 日

[11] 授权公告号 CN 100542011C

[22] 申请日 2005.6.28

[21] 申请号 200580022092.2

[30] 优先权

[32] 2004.6.29 [33] EP [31] 04103046.1

[86] 国际申请 PCT/IB2005/052131 2005.6.28

[87] 国际公布 WO2006/003608 英 2006.1.12

[85] 进入国家阶段日期 2006.12.29

[73] 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 I·布勒德诺夫

[56] 参考文献

US2003076167A1 2003.4.24

CN1489827A 2004.4.14

US6262629A 2001.7.17

CN1279842A 2001.1.10

US2004119533A1 2004.6.24

US2003137346A1 2003.7.24

审查员 吴广平

[74] 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司

代理人 陈源 张天舒

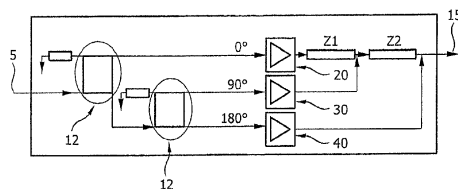
权利要求书 3 页 说明书 10 页 附图 8 页

[54] 发明名称

具有高效能的集成多赫爾蒂型放大器裝置

[57] 摘要

本发明涉及一种集成多赫爾蒂型放大器裝置以及一种用于这种裝置的放大方法，其中提供集总元件混合功率划分器(12)，用于以预定相移和不等划分率分割主和峰值放大器级(20、30、40)的输入信号；以及结合有宽带补偿电路的至少一个宽带集总元件仿真线(Z1、Z2)，用于接收所述第一放大信号和将所述预定相移应用于所述第一放大信号及其高次谐波。因而，通过在输入端提供不等功率分割对该峰值放大器的低增益进行补偿。而且，该集总元件混合功率划分器的使用使得改进了主和峰值放大器的输入端口之间的隔离，降低了输出信号的最后失真。



1. 一种集成多赫尔蒂型放大器装置, 包括:
 - a) 主放大器级 (20), 用于接收第一信号并且放大该信号, 以产生第一放大信号;
 - b) 至少一个峰值放大器级 (30、40), 用于接收一个各自的第二信号, 所述峰值放大器级 (30、40) 被设置成当该各自的第二信号的电平达到预定阈值时启动操作;
 - c) 至少一个集总元件混合功率划分器装置 (12), 用于以预定相移并以不等划分率将所述放大器装置的输入信号分割成为所述第一信号和至少一个第二信号;
 - d) 至少一个集总元件仿真线 ($Z1$ 、 $Z2$), 用于接收所述第一放大信号并且将所述预定相移应用于所述第一放大信号。
2. 根据权利要求1的放大器装置, 其中所述主放大器级 (20) 和所述峰值放大器级 (30、40) 包括双极元件、金属氧化物半导体、LDMOST 元件、场效应晶体管、和 HBT 元件的至少其中之一。
3. 根据权利要求1或2的放大器装置, 其中所述集总元件混合功率划分器装置 (12) 被构建有焊接线或沉积电感和电容。
4. 根据权利要求1或2的放大器装置, 其中所述主放大器级 (20) 和所述峰值放大器级 (30、40) 包括输出补偿电路 (55), 用于补偿基频以及该基频的至少一个奇数倍频处的寄生输出电容 (C_o)。
5. 根据权利要求4的放大器装置, 其中所述输出补偿电路 (55) 用于提供所述基频的至少一个偶数倍频率处的减少的阻抗。
6. 根据权利要求4的放大器装置, 其中所述输出补偿电路 (55) 包括两个电感器和两个电容器或其等同物。
7. 根据权利要求6的放大器装置, 其中所述输出补偿电路 (55) 的所述电感器至少部分地由焊接线组成。

8. 根据权利要求1或2的放大器装置,其中所述主放大器级(20)和所述至少一个峰值放大器级(30、40)在它们的输出端通过用作四分之一波长传输线的所述集总元件仿真线(Z1、Z2)连接起来。

9. 根据权利要求1或2的放大器装置,其中所述集总元件仿真线(Z1、Z2)包括两个电感耦合线和一个电容器,该电容器的一端与所述两个电感耦合线的公共点连接,并且其另一端与参考电势连接。

10. 根据权利要求1或2的放大器装置,其中所述集总元件混合功率划分器装置(12)被设置用来以任意功率划分在所述放大器装置的所有输入端口和输出端口之间提供隔离,并且在预定的频率范围上保持在所述第一信号与至少一个第二信号之间的所述预定相移。

11. 根据权利要求10的放大器装置,其中所述集总元件混合功率划分器装置(12)在每一对输入端口和输出端口之间包括相应的串联电感器(L1、L2)和两个第一并联电容器(C1、C2、C5、C6),所述两个第一并联电容器在它们的一端通过所述串联电感器(L1、L2)彼此相连并且在它们的另一端与参考电势相连,所述集总元件混合功率划分器装置(12)在两对输入端口和输出端口之间包括两个第二并联电容器(C3、C4),所述两个第二并联电容器分别与所述相应的串联电感器(L1、L2)的终端连接。

12. 一种用于放大多赫尔蒂型放大器装置中的输入信号的方法,所述方法包括步骤:

a) 将所述输入信号分割成为具有预定相移和不等划分率的第一信号和至少一个第二信号;

b) 在第一级中放大所述第一信号,以产生第一放大信号;

c) 当所述至少一个第二信号的电平已经达到预定阈值时,在至少一个第二级中启动所述至少一个第二信号的放大,以产生至少一个第二放大信号;

d) 将所述第一放大信号提供给至少一个集总元件仿真线,每一

个集总元件仿真线用于将所述预定相移应用于所述第一放大信号; 和

e) 将所述至少一个集总元件仿真线的输出信号与所述至少一个第二级的至少一个第二放大信号组合, 以产生所述多赫尔蒂型放大器装置的输出信号。

具有高功效的集成多赫尔蒂型放大器装置

技术领域

本发明涉及一种集成多赫尔蒂(Doherty)型放大器以及一种对这种多赫尔蒂型放大器装置的输入信号进行放大的方法。

背景技术

近几年,强烈地需要提高用于无线通信的功率放大器的效率。该多赫尔蒂技术的应用能够在宽范围的输入功率变化上维持该功率放大器的效率。W. H. Doherty 在 1936 年首先提出该多赫尔蒂放大器,并在一篇名为“A New High Efficiency Power Amplifier For Modulated Waves”的技术论文中对其进行讨论,Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 24, No. 29, 1936 年 9 月。起初设想将其用在低到中频幅度调制的广播发射机中,可以修改和更新所提出的该方案,以增加高频功率放大器的效率。

在常规放大器中,效率与输入驱动级之间存在直接关系。因此,只有当该高频输入功率足够高,能够将该放大器驱动到饱和时,才能实现高效率。因为在多载波通信系统中,为了避免互调失真,放大器必须尽可能地保持线性,所以该高效率范围不能使用。

该多赫尔蒂放大器方案通过具有第一放大器(主放大器或载波放大器)来达到高线性效率,其工作于该输出开始饱和并且达到该最高线性效率的点上。另外,使用第二放大器(峰值放大器或辅助放大器)来影响该第一放大器,从而使得当其被驱动到该饱和点之外时能够维持整体线性。该多赫尔蒂放大器的操作于是可以被分为两个主要区域。在该第一区域中,该输入功率低于该峰值放大器的阈值,并且只有该载波放大器向该负载提供输出功率,并且效率由其操作模式即 AB 类、B 类、F 类或 E 类决定,其定义该放大器的偏压工作点的位置。当该输入驱动电压或功率进一步增加到刚好在该载波放大器变为饱和之前的级别时,即刚好达到获得该峰值效率的点时,该峰值放大器开始工作,并且该标记是该第二区域的开始。通过连接 1/4 波长变换器,该峰值放大器所提供的功率有效地降低了对该载波放大器的输出负载阻抗。这种阻抗降低使得该载波放大器能够在其电压保持饱和的同时向该负载输送更多功率。通

过这种方式,在该整个区域中都可以维持该载波放大器的最大效率,并因此维持该整体多赫蒂放大器的最大效率,直到该峰值放大器到达其饱和。然而,特别是当在C类操作模式(其偏压供给导电角小于180度)中使用时,对于该峰值放大器通常是这种情况,该功率装置的可变输入阻抗根据该功率级别会导致幅度和相位失真,这对于多元码系统是极其有害的,诸如,宽带码分多址(WCDMA)通信系统。而且,该可变输入阻抗会导致从工作于该峰值和主放大器中的该功率装置的输入产生功率反射,并且这样会导致不希望的相互影响或者耦合效果。

一方面,该多赫蒂技术需要在该载波(主)放大器和峰值放大器中使用同样的装置来提供最佳线性,但是另一方面,两个功率装置都工作于不同的模式,例如:该主放大器工作于AB类,而该峰值放大器工作于C类,这就导致功率增益具有较大差异。于是,该多赫蒂放大器的特征包括该增益开始降低并从而引入基于输入幅度调制而增加的输出幅度调制(即AM-AM失真)的功率范围,这是因为工作于C类的该峰值放大器具有较低增益,并且该主放大器输出处的负载阻抗由于该多赫蒂原理而降低。

该多赫蒂的另外一个瓶颈是由于在该多赫蒂放大器的输入和输出需要90°线,这将造成操作的频带限制。

鉴于上述缺点,需要改进该多赫蒂的性能,在该峰值与主放大器的输入端口之间以及该普通多赫蒂输入与该峰值和主放大器的各个输入之间达到电气隔离。而且,希望在应用于该主和峰值放大器输入的两个信号之间具有宽带90°相位差。

而且,由于该多赫蒂放大器技术特别是针对于宽带蜂窝通信系统的,所以最好采用集成方案(MMIC),其可以用作移动电话的输出放大器,并可以忍受该输出侧的严重阻抗失配(例如电压驻波比(VSWR)为1:10)。

在C. Tongchoi等人的论文“Lumped Element Based Doherty Power Amplifier Topology CMOS Process”, IEEE, 2003, 第I-445页至I-448页中,描述了一种CMOS(互补金属氧化物半导体)微波多赫蒂功率放大器,其在较宽的输出功率范围上保持效率增加的高功率。该实施方式是基于AB类与C类CMOS功率放大器的组合,其中使用集总元件LC等同物来实现该1/4波长变换器,以得到高效和紧凑设计。而且,为

了减少该固有的高基材损失并进一步增加该集成度，正交 3dB 的混合电路也被其集总等同物替换，其将该信号均等但是相位相差 90° 地分割到该主和峰值放大器。特别地，该 $1/4$ 波长变换器和该支线耦合器通过由串联电感器和并联电容器组成的 π 型集总元件等同电路表示，其提供的优势在于：与该焊接盘和封装相关的不可避免的寄生电容可以被吸收到该并联电容中。建议该电容是方型金属绝缘体金属 (MIM) 结构，同时建议所有电感器是集成平面螺旋电感器。

然而，上述文献并没有解决该多赫尔蒂放大器装置中由于该主和峰值放大器的可变输入阻抗和可变输出负载而出现的相互耦合所产生的上述问题。

发明内容

因此，本发明的目的是提供一种改进的多赫尔蒂放大器装置，通过其可以得到在任意功率划分的所有端口之间具有高隔离、并且在所划分的信号之间具有宽带 90° 相移的紧密设计。

通过如权利要求 1 中所述的一种集成多赫尔蒂型放大器装置以及如权利要求 12 中所述的一种放大输入信号的方法来实现该目的。

相应地，通过在输入提供不等功率分割对该峰值放大器的低增益进行补偿。而且，该集总元件混合功率分割器的使用可以改进该主和峰值放大器的输入端口之间的隔离。另外，该混合功率分割器可以在该主和峰值放大器之间提供所要的功率分配，从而针对效率地优化线性度。

该主和峰值放大器级可以包括至少一个双极元件、金属氧化物半导体、场效应管/MOS 或 LDMOST/和 HBT 元件。所有这些元件保证了所提出的该多赫尔蒂放大器装置可以保持尺寸紧凑。

该混合元件集总功率划分器装置可以构建有焊接线或沉积电感和电容。使用该焊接线的优点是避免了该集总元件的功耗。另一方面，使用该沉积电容的优点是可以将该寄生电容当作或者集成作为该集总元件的一部分。通常，这两种方案用于减小集成时该电路的尺寸。

该主放大器和峰值放大器级可以包括输出补偿电路，用于补偿基频及其奇数倍频处的寄生输出电容，例如该基频的三倍频。该措施用于抑制该放大器装置的输出处该基频的谐频。另外，该输出补偿电路可以用于提供偶数倍基频处基本上减少的阻抗。特别地，该输出补偿电路可以包括两个电感器和两个电容器或其等效物。该输出补偿电路的电感器可

以至少部分地由焊接线组成。而且，这样所提供的优势是减少了功耗，特别是减少了该基频的高倍谐波处的功耗。

而且，该主和至少一个峰值放大器级可以在它们的输出端通过用作 $1/4$ 波长传输线的集总元件仿真线连接起来。该传输线的集总元件等同物提供宽范围的特征阻抗，而不会影响所需要的面积。具体地，该集总元件仿真线包括两个或多个电感耦合的线和所连接的一个或多个电容器，并且其一端与所述该两个电感耦合的线的公共点连接，其另一端与参考电势连接。

该集总元件混合功率分割器装置可以被设置用来在任意功率划分的所有端口之间提供隔离，并基本上在较宽的频率范围上保持该第一与至少一个第二信号之间的预定相移。因而，可以防止该主和峰值放大器级的输入端口之间的相互耦合。特别地，该集总元件混合功率分割器在其每一输入端口包括各自的串联电感器和两个第一并联电容器，该并联电容器在其一端通过该串联电感器彼此相连并在其另一端与参考电势相连、以及分别与该各自的串联电感器的各端连接的两个第二并联电容。

附图说明

现在将参照附图根据优选的实施例对本发明进行描述，其中：

图1所示为根据该优选实施例的多赫尔蒂型放大器装置的示意方框图；

图2所示为根据该优选实施例的、具有两个并联峰值放大器的该多赫尔蒂型放大器装置的示意电路图；

图3所示为根据该优选实施例的、具有不等功率划分的集总元件混合耦合器的电路图；

图4所示为图3的该集总元件混合耦合器的实施范例；

图5所示为用于根据该优选实施例的集成多赫尔蒂型放大器装置的输出电路；

图6所示为在根据该优选实施例的输出电路中所使用的补偿电路；

图7所示为该输出电路的阻抗的实数部分和虚数部分的频谱图；

图8所示为根据该优选实施例的、 $\lambda/4$ 传输线的集总元件等同物的第一实施范例；

图9所示为根据该优选实施例的、 $\lambda/4$ 传输线的集总元件等同物的第二实施范例；

图 10 所示为该 $\lambda/4$ 传输线的集总元件等同物的阻抗和相位图;

图 11 所示为根据该优选实施例的、具有输出匹配电路的功率晶体管的一个单元设计的范例;

图 12 所示为根据该优选实施例的主和峰值放大器装置的设计范例。

具体实施方式

现在将结合可以在无线系统或任何其它射频 (RF) 系统的收发机设计中使用的 MMIC (单片微波集成电路) 技术描述该优选实施例。该 MMIC 技术的应用能够缩小微波和毫米波系统, 并且性能得到提高。

在诸如在 WCDMA、CDMA2000 或根据 IEEE802.11(a)/(g) 标准的无线局域网 (WLAN) 系统的新兴无线系统的移动 RF 收发机中, 在发射机级使用功率放大器, 其中在将该调制的 RF 信号提供到用于无线传输的天线之前对其进行放大。这些功率放大器是这些 RF 收发机的最消耗功率的部分。使用多赫尔蒂型放大器装置可以提供高效率的功率放大器。

在根据该优选实施例的功率放大器装置中使用多赫尔蒂结构, 其中通过使用集总元件来替换诸如功率划分器和传输线的分布电路而减小用于集成的电路尺寸。而且, 使用电感耦合来增加电感值, 并且使用输出寄生电容作为集总元件仿真线的一部分。而且, 为了避免集总元件中的功耗并提供在包括 $2f_0 \dots n f_0$ 基频信号的谐波的宽频带中的稳定特性阻抗, 建议使用焊接线作为电感。焊接线提供了非常高、例如高于 15GHz 的寄生并行共振频率作为适于构建等同于 RF 传输线的宽带集总元件的集总电感。

图 1 所示为多赫尔蒂型放大器装置的示意方框图, 其中将在输入端 5 所接收到的输入信号提供给输入网络 10, 其中提供有集总元件混合功率划分器, 用于将该输入信号分割到载波或主放大器 20 与至少一个峰值放大器 30、40。在图 1 的该当前范例中, 使用两个峰值放大器 30、40 来支持该主放大器 20 的操作。该主放大器 20 和两个峰值放大器 30、40 的输出信号提供给输出网络, 其所包括预定数目的集总元件仿真线, 该数目对应于该峰值放大器 30、40 的数目。于是, 在图 1 的该当前范例中, 该输出网络 50 中提供有两个集总元件仿真线。该输出网络 50 用于组合该主和峰值放大器的输出信号, 以产生提供给输出端 15 的单个放大输出信号。

为了补偿可能工作于 C 类模式、即处于反向输入偏置中的该峰值放

大器 30、40 的低增益，在该输入电路 10 中执行不等功率分割。而且，为了减小该峰值放大器 30、40 的可变输入阻抗的影响，在该输入网络 10 中使用混合电路来在该输入网络 10 的端口之间提供增强的隔离。

可以通过在该主和峰值放大器 20、30、40 的输入端使用相位控制并且通过使用动态偏置电压控制该峰值放大器 30、40 来优化该多赫蒂型放大器配置的线性度与效率特征。可以通过在该输入网络 10 的混合电路建立该不等功率划分来提供所需要的功率分配。

图 2 所示为 MMIC 技术中上述该二级集成多赫蒂型放大器的电路图。该输入网络 10 由两个集总元件混合耦合器 12 组成，其分别具有两个输入端口和两个输出端口。每一混合耦合器 12 的上输入端口通过预定负载电阻器接地，其可以对应于该线系统的特征阻抗，例如带状线或微带系统。该输入端口 5 的输入信号提供给该第一混合耦合器 12 的下输入端口，其上输出端口以 0° 相移与该主放大器 20 相连，而其下输出端口以 90° 相移与该第二混合耦合器 12 的下输入端口相连。该第二混合耦合器 12 的上输出端口以 90° 相移与该第一峰值放大器 30 相连，而该第二混合耦合器 12 的下输出端口以 180° 相移与该第二峰值放大器 40 相连。具有两个混合耦合器 12 的该功率分布网络可以在该主放大器 20 与该峰值放大器 30、40 之间提供任意的功率划分，这样就使得能够灵活地优化该多赫蒂的性能。

在再次组合该主放大器 20 与该峰值放大器 30、40 的输出信号之前，通过两个串联的 $\lambda/4$ 传输线 Z1 和 Z2 对该主放大器 20 的输出信号进行相位上的匹配，在此之后将该峰值放大器 30 和 40 的各个输出信号与该主放大器 20 的适当延迟的输出信号进行组合，以在该输出端 15 产生该有效的组合输出信号。

该主放大器 20 和该两个峰值放大器 30、40 的每一个都可以包括双极技术、MOS（金属氧化物半导体）技术、LDMOST（横向扩散金属氧化物晶体管）技术、FET（场效应晶体管）技术、或 HBT（异质结双极晶体管）技术的功率装置。该 LDMOST 技术相比于其它半导体技术可以提供较高的增益和良好的线性度。然而，复杂的调制方案、诸如 WCDMA 使得装置进一步改进，并且线性度还非常合适。因此，所提出的该多赫蒂型放大器装置增强了上述该 LDMOST 技术或其它 RF 功率装置技术的性能。例如，可以使用 HBT MMIC 功率装置，其中该异质结增加了击穿电压并缩小了结

之间的漏电流。

图3所示为图2的该混合耦合器12的集总元件配置。根据图3,该混合耦合器12包括在该两个输入端口与两个输出端口之间连接的并行电容C3和C4,其中一个该输入端口(图3中的下输入端口和图2中的上输入端口)用作与外部负载连接的终端口。该外部负载减轻了该功率耗散制约,因为所产生的失配功率并非必须内部地耗散,正如具有同相划分器/组合器的情况。分别与这两个输入侧端口和两个输出侧端口并联连接的电容器C3和C4在它们的上端通过第一串联电感器L1和在它们的下端通过第二串联电感器L2连接。每一端口通过第三并联电容器C1、C2、C5和C6接地,或与任何其它适当的参考电势连接。使用这种配置,就有可能在该第一和第二输出端口提供任意的、指定不等的功率划分,同时该两个输出端口的输出信号之间的相移在较宽频率范围上保持为常数 90° 。而且,两个输出端口之间在较宽的频率范围上也可以获得高度隔离。因而,可以在该主放大器20与该峰值放大器30、40之间提供所需要的功率划分,同时保持较低的输入反射损耗。当然,在只具有一个峰值放大器、例如上峰值放大器30的单级多赫尔蒂型放大器的情况下也可以获得该优点。

图4所示为图3的该集总元件混合配置的MMIC实施范例。该输入信号提供到图4左侧的终端,其中该板形结构对应于该电容器C1至C6,并且该黑线对应于焊接电感器L1和L2。该交迭板形结构对应于连接该焊接电感器L1和L2的各个端点的电容器C3和C4。上焊接电感器L1将输入信号的第一部分提供给与主放大器20的输入终端连接的 0° 端口。下焊接电感器L2将输入信号的第二部分提供给与第一峰值放大器30的输入终端连接的 90° 端口。于是就可以得到紧凑的电路设计。

图5所示为用于该集成多赫尔蒂型放大器的输出网络50的示意电路图。如从图5中可以得到,在该主放大器20和该峰值放大器30、40的各个功率装置的输出端提供专用补偿电路55和57。该第一补偿电路55用于补偿具体位于基频 f_0 及其奇数倍、例如 $3f_0$ 的功率装置的输出端的输出电容 C_0 。该两个集总元件传输线Z1和Z2适合于显示所需要的 Z_0 以及该基频 f_0 处的 $\lambda/4$ 波长线特征、 $2f_0$ 处的 $\lambda/2$ 波长线特性以及 $3f_0$ 处的 $3\lambda/4$ 波长线性能。结合这些集总元件传输线Z1、Z2以及该输出处的负载阻抗 Z_L ,该第一补偿电路55用于提供对应于该基频 f_0 处的特征

阻抗 Z_0 的阻抗 Z 、对应于 $2f_0$ 处短路电路的较小阻抗 Z 、以及对应于 $3f_0$ 处开路电路的较高阻抗。这在图 5 的左下侧表示为该阻抗 Z 的频率特性。该第二峰值放大器 40 的输出端处的第二补偿电路 57 由串联的电感器和电容器组成，并且用于在基频 f_0 处选择性地提供负载阻抗 Z_L 的地方提供特征。

图 6 所示的电路图表示具有该前述各个放大器电路的寄生输出电容 C_0 的第一补偿电路 55。特别地，该第一补偿电路 55 由两个串联电感器 L_{11} 和 L_{12} 以及一个串联电容器 C_{12} 组成，其中并联电容器 C_{11} 连接在该两个串联电感器的结点与地或参考电势之间。

图 7 所示为图 6 中所示的第一补偿电路 55 的阻抗 Z 的实数部分（上方正曲线）和虚数部分（下方正和负曲线）的频率特性。如从图 7 中可以得到，选择性地在基频 f_0 及三倍基频 $3f_0$ 处提供负载阻抗 Z_L （例如 50 欧姆）的匹配。在这些频率点，该阻抗的虚数部分为零。而且在二倍基频 $2f_0$ 处，该阻抗的实数部分和虚数部分基本上都为零，其对应于短路电路，从而使得二倍基频 $2f_0$ 被第一补偿电路 55 阻挡。这种设置提供在该主和峰值放大器的输出端对 $2f_0$ 谐波功率的拒绝，这是互调失真的根本原因。而且， $3f_0$ 处的该主和峰值功率装置的输出电容的补偿以及 $\lambda/4$ 线提供 $3f_0$ 周围的高阻抗和晶体管集电极或漏极的电压峰值，进一步改进该多赫兹放大器的功率效率。

图 8 所示为该集总元件 $\lambda/4$ 传输线 Z_1 或 Z_2 的第一实施范例，其用来具有与负载阻抗 Z_L 对应的 50 Ω 的输入阻抗。根据图 8，可以通过 MMIC 技术设置该集总元件传输线 Z_1 和 Z_2 具有形成该实际传输线的焊接线和电容器。该焊接线的使用所提供的优势是仿真线中的功耗更少。

图 9 所示为该集总元件 $\lambda/4$ 传输线 Z_1 或 Z_2 的第二实施范例，其用来具有与该负载阻抗 Z_L 对应的 50 Ω 的输入阻抗。根据图 9，修改了该实施方式，以在该焊接线之间提供更低的或者没有相互耦合，并且是一种具有更少寄生元件的更容易的实施方式。其原因在于，输入和输出端口都位于该电路的相同端（即左端）。在该第二范例中，需要其它电容和电感值，当所需要的电感值变得非常低时其比较适合。

图 10 所示为与图 8 的该集总元件 $\lambda/4$ 传输线对应的特征阻抗和相位图。在该上图中，所示为该阻抗的实数和虚数部分，其中该上方的线表示实数部分，并且该下方的线表示虚数部分。根据该虚数部分在整个频

率范围上基本上为零的事实，该集总元件传输线的输入阻抗对应于基本上 50 ohm 的欧姆电阻。该下面的相位图表示例如 2GHz 的基频 f_0 处大约 90° 的相位差，如通过该标记 m1 所示。该相位曲线的斜线表示与频率变化相关的该集总元件传输线的输出与输入之间该相位差的变化，其对于该具体实施例而言是非常平坦的。

作为替换形式，可以通过提供两个串联电感器和一个并联电容器来获得该集总元件 $\lambda/4$ 传输线，其连接在该两个串联电感器的结点与该参考或地电势之间。该串联电感器和该并联电容器可以被设计成要考虑任何寄生电感器和电容器。

图 11 所示为具有用于 MMIC 技术中该集成多赫尔蒂型放大器的主放大器 20 的输出匹配结构的功率晶体管或功率器件的一个单元设计的范例，主放大器 20 包括补偿和 $\lambda/4$ 传输线电路。该阴影线区域表示活动部分 AD，而该黑体直线表示用作电感器 L 的焊接线，并且该平板区域表示并联电容器 C。因此，该单元设计的右上部分对应于图 6 的补偿电路 55，而该右下部分对应于与传输线 Z1 或 Z2 的集总元件等同物。使用这种单元设计，可以得到简单和紧凑集成的多赫尔蒂型放大器装置。

图 12 所示为具有所提出的输出匹配电路的集成多赫尔蒂型放大器的主放大器 20 和上峰值放大器 30 的设计范例。这里，该左上阴影线部分表示该主放大器 20 的功率器件的活动管芯，而该中下阴影线部分表示该第一峰值放大器 30 的功率器件的活动管芯。而且，示出该两个集总元件仿真线或传输线 Z1 和 Z2 与输出端口 15 连接。该第一峰值放大器 30 的补偿电路 55 表示在该右下部分中，并且基本上对应于如该中上部分中所示的主放大器 20 的各个补偿电路。

相应地，结合所改进的功率划分输入网络和输出补偿网络，可以提供增强的多赫尔蒂型放大器性能，其在峰值和主放大器输入端口之间具有高度电隔离，在应用于主和峰值放大器的两个输入信号之间宽带 90° 相位差，在多赫尔蒂公共输入端口与峰值和主放大器的输入端口之间具有高度隔离。在主和多个峰值放大器的输入之间可以提供不等的功率划分，同时在该整个频带范围上保持所需要的 90° 相位差。所改进的输出电路提供宽范围的特征阻抗，而不会影响所需要的区域。因而，可以减少由于多赫尔蒂型放大器的输出端处可变输出负载产生的 AM-MA 失真。要注意的是，通常在上述优选实施例中所使用的任何电感器可以实施或实

现为焊接线元件，从而确保低功耗和尺寸紧凑。

总之，提出一种集成多赫爾蒂型放大器装置和用于这种装置的放大方法，其中提供集总元件混合功率划分器 12，用于以预定相移和不等划分速率分割主和峰值放大器级 20、30、40 的输入信号，以及至少一个结合有宽带补偿电路的宽带集总元件仿真线 Z1、Z2，用于接收所述第一放大信号和用于将所述预定相移应用于所述第一放大信号及其高次谐波。因而，通过在输入端提供不等功率分割来对峰值放大器的低增益进行补偿。而且，集总元件混合功率划分器的使用使得改进了主和峰值放大器的输入端口之间的隔离，降低了输出信号的最终失真。

要注意的是，本发明并不限于上述该优选实施例，而是可以在任何种类的单级或多级多赫爾蒂型放大器装置中使用。而且，可以使用任何可以用来提供不等或任意功率划分的其它类型的混合耦合器或功率划分器来代替图 3 中所示的混合耦合器。当在高功率 RF 晶体管封装中并联连接时，例如用于高于 100W 的功率级时，该优选实施例可以用作用于高功率多赫爾蒂放大器的构件块装置。

进一步要注意的是，本发明并不限于上述优选实施例，并且可以在所附权利要求书的范围内进行变化。特别地，所述附图仅是示意性而不是限制性的。在该附图中，为了说明方便，某些元件的尺寸可能被夸大并且没有按比例绘出。其中在本说明书和权利要求书中所使用的该术语“包括”并不排除其它元件或步骤。其中当参照单数名词所使用的定冠词或不定冠词，例如“一个”包括多个该名词，除非具体说明了其它某些事情。该说明书和权利要求书中的属于第一、第二、第三等用于在类似元件之间进行区分，并非必须用于描述顺序或排列顺序。要理解的是，这里所描述的本发明实施例可以按照这里所描述或说明之外的其它顺序工作。而且，虽然这里已经描述了优选实施例、具体结构和配置，但是不脱离所附权利要求书的范围可以对形式和细节做出各种改变和修改。

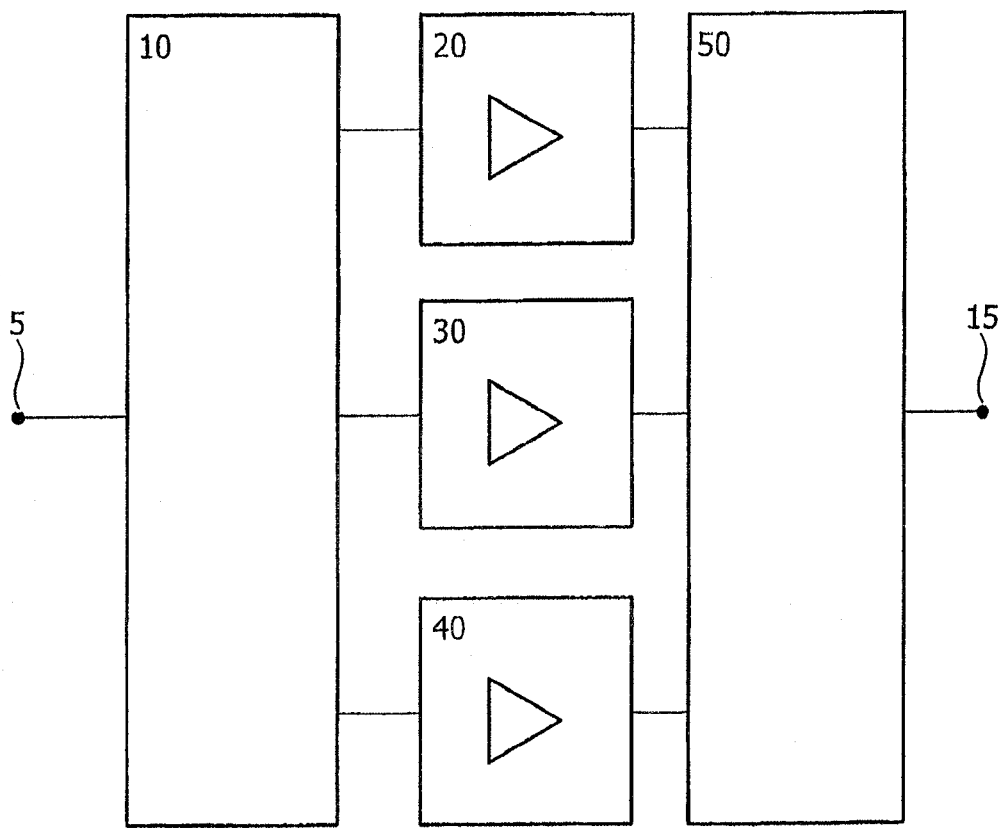


图 1

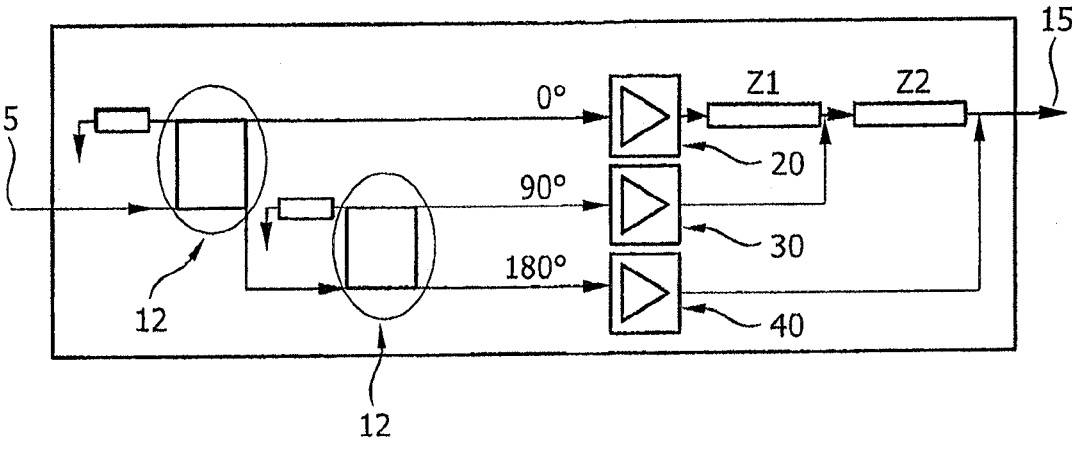


图 2

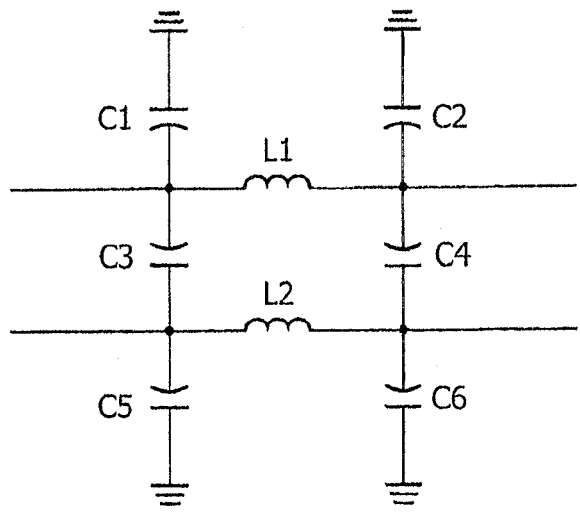


图 3

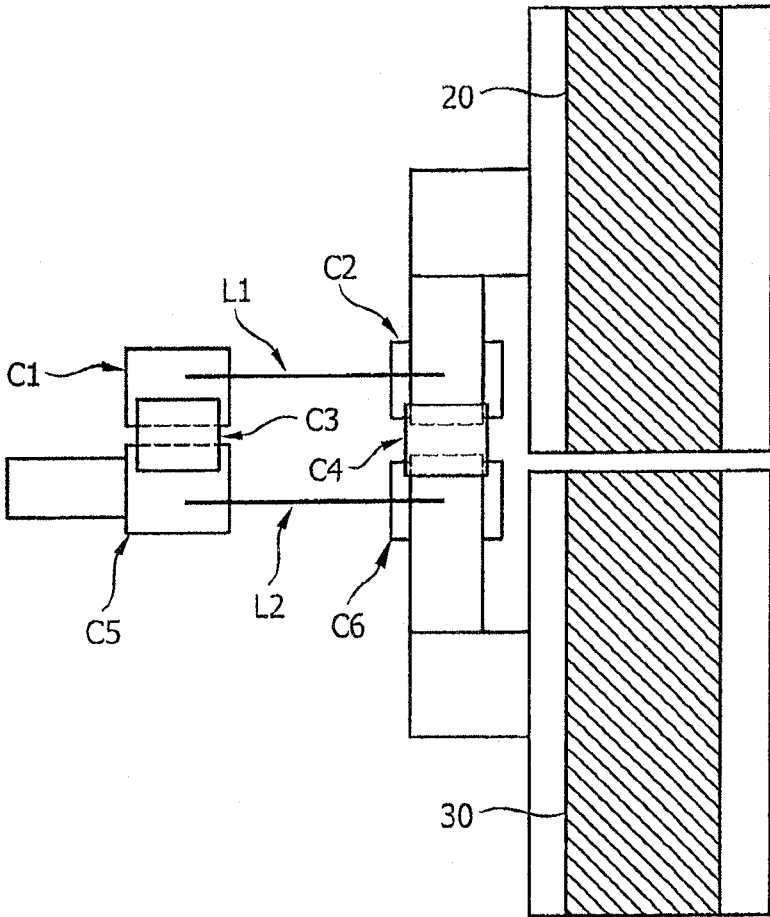


图 4

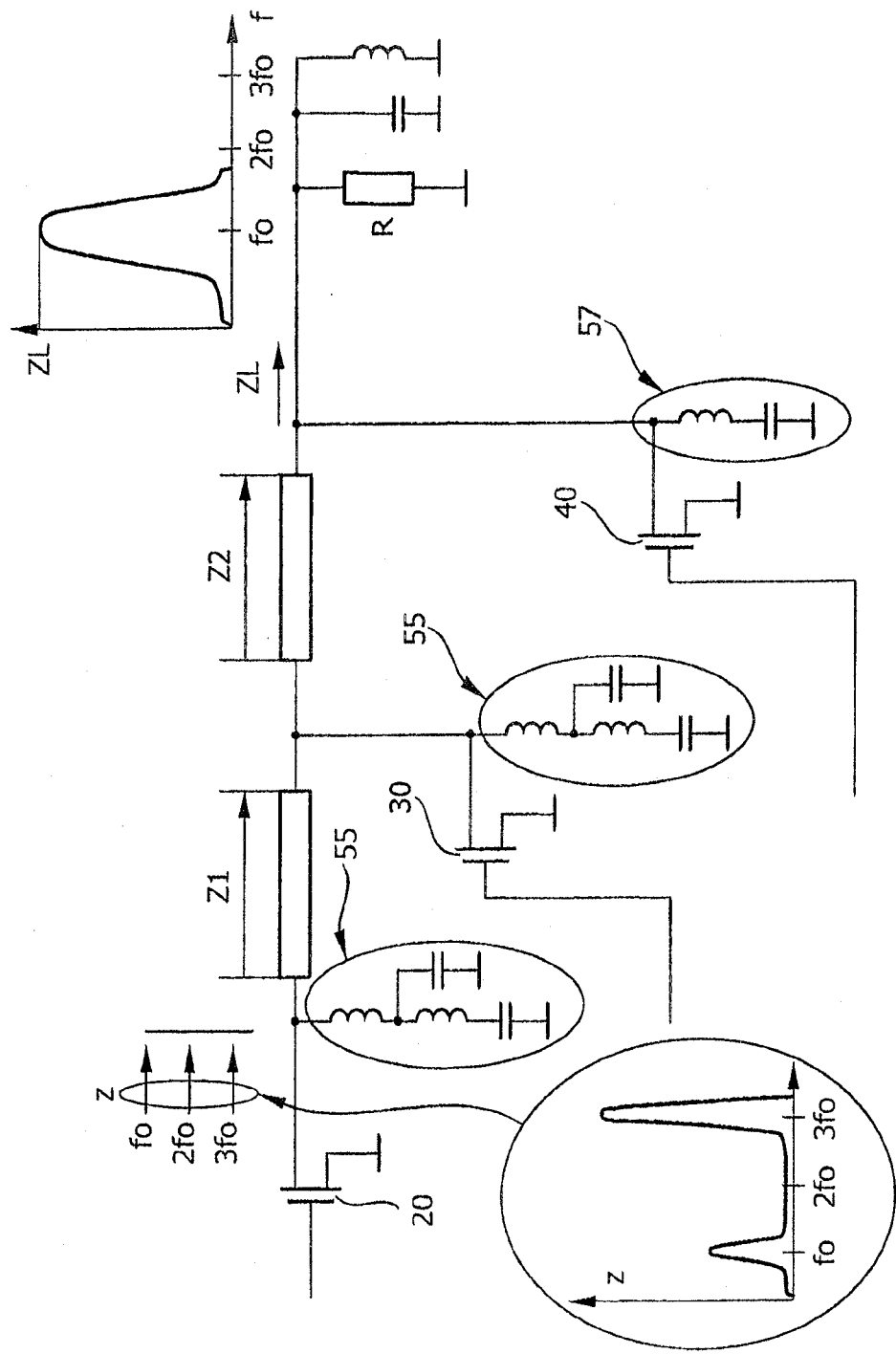


图 5

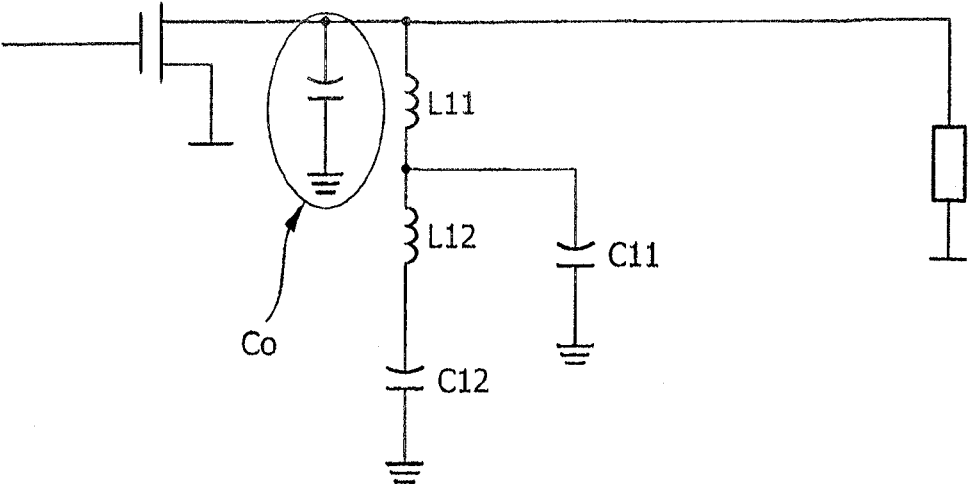


图 6

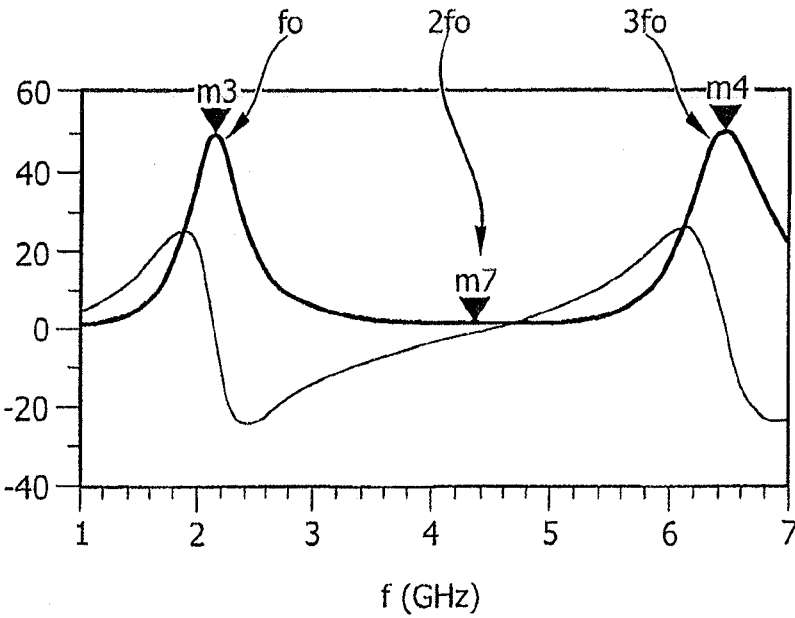


图 7

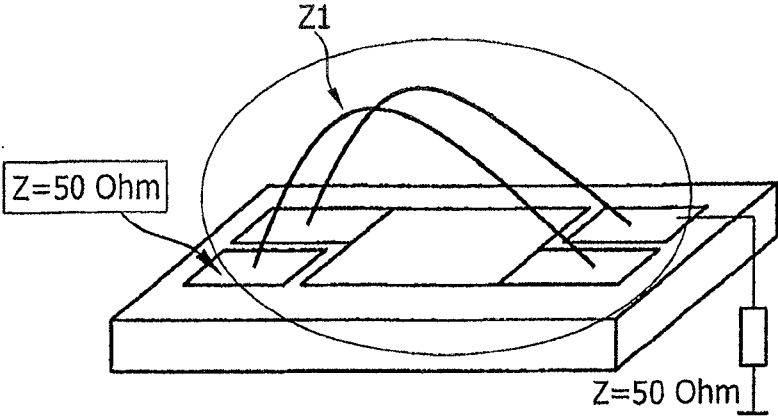


图 8

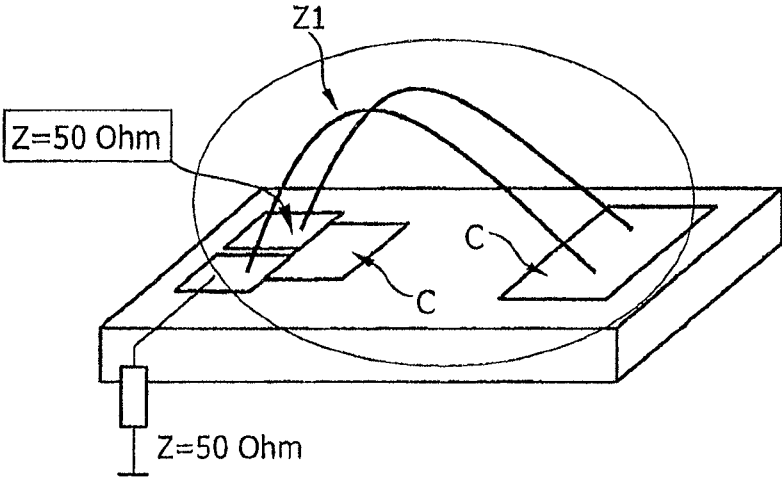


图 9

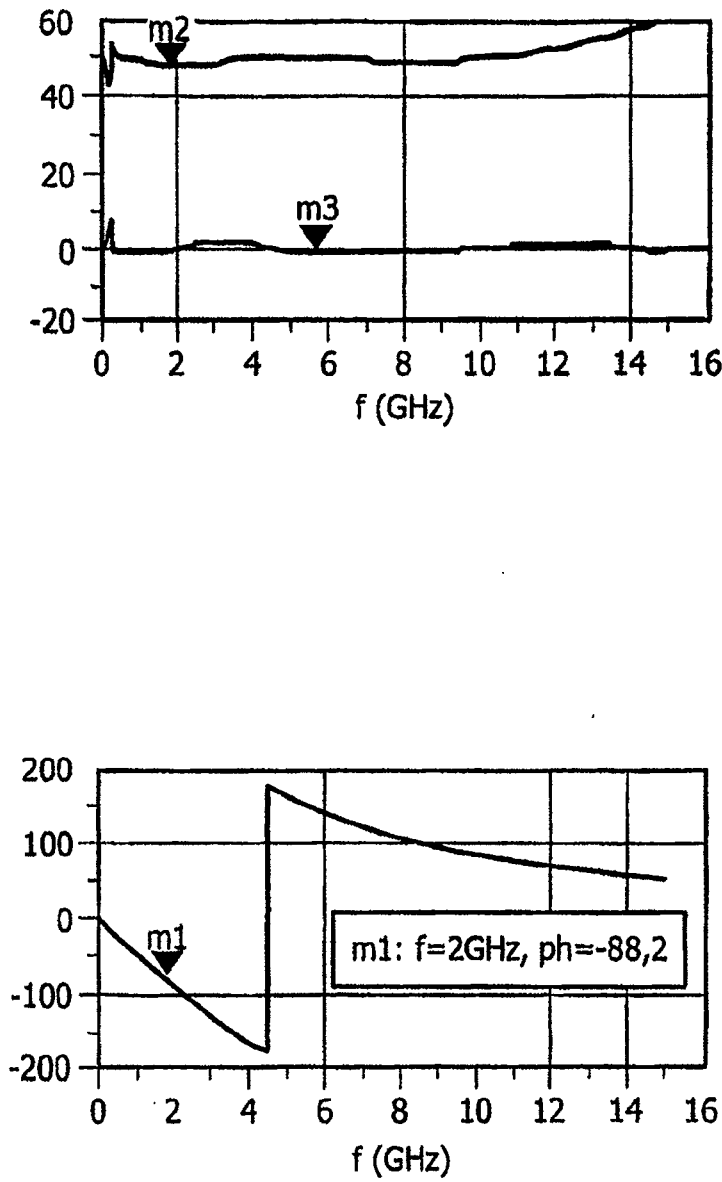


图 10

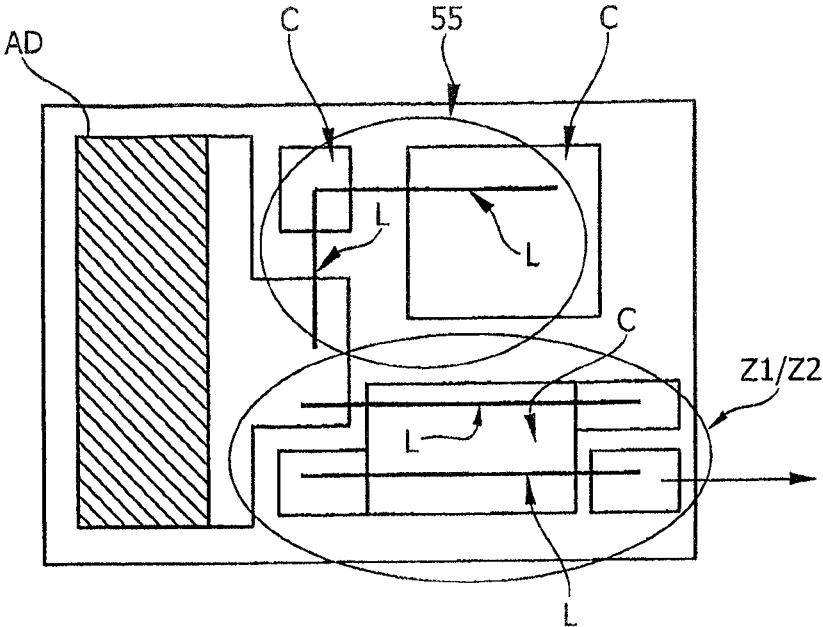


图 11

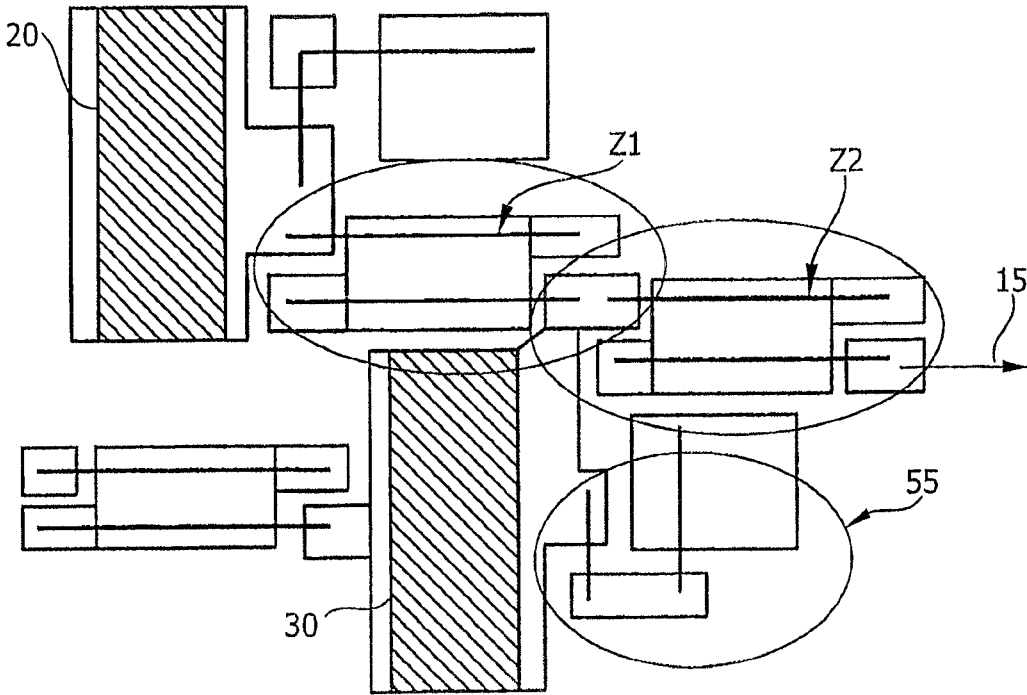


图 12