

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102265505 A

(43) 申请公布日 2011. 11. 30

(21) 申请号 200980152649. 2

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2009. 12. 16

H03F 1/02 (2006. 01)

(30) 优先权数据

H03F 1/06 (2006. 01)

2008-330709 2008. 12. 25 JP

H03F 1/32 (2006. 01)

H03F 3/24 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

H04B 1/04 (2006. 01)

2011. 06. 24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/070949 2009. 12. 16

(87) PCT申请的公布数据

W02010/073941 JA 2010. 07. 01

(71) 申请人 日本电气株式会社

地址 日本东京

(72) 发明人 国弘和明 山之内慎吾 椎熊一实

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 孙志湧 穆德骏

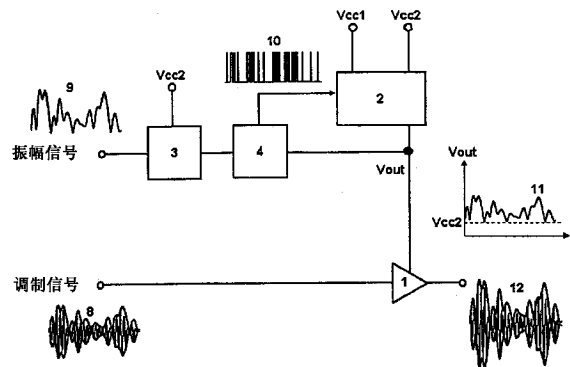
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 15 页

(54) 发明名称

功率放大装置

(57) 摘要

高频放大器在输出调制信号时放大调制信号或其相位调制分量。线性放大器使输出电压与提供给高频放大器的电源电压相加，放大输出电压与调制信号的振幅调制分量之间的差以输出。控制信号生成部检测线性放大部的输出电流流动的方向并根据电流的方向来生成脉冲调制信号。切换放大部分使用脉冲调制信号作为控制信号，来控制 DC 电流的接通和断开，以便通过切换放大部分对线性放大部的输出信号执行放大，使结果信号与预定 DC 电压相加以作为电源电压要提供给高频放大器。DC 电流和预定 DC 电压被提供给切换放大部分。



1. 一种功率放大装置,所述功率放大装置放大包含振幅调制分量和相位调制分量的调制信号,所述功率放大装置包括:

射频放大器,所述射频放大器放大所述调制信号并且输出结果信号;

线性放大部,所述线性放大部使输出电压与提供给所述射频放大器的电源电压相加,放大在所述输出电压和所述调制信号的振幅调制分量之间的差,并且输出结果的差;

控制信号生成部,所述控制信号生成部检测所述线性放大部的输出电流流动的方向,并且根据所述电流的方向来生成脉冲调制信号;

切换放大部,所述切换放大部基于作为控制信号的所述脉冲调制信号,来控制 DC 电流的接通和断开,以便对所述线性放大部的输出信号执行切换放大,使所述结果信号与预定 DC 电压相加,并且将所述结果信号作为所述电源电压提供给所述射频放大器;

第一 DC 电源,所述第一 DC 电源将所述 DC 电流提供给所述切换放大部;以及

第二 DC 电源,所述第二 DC 电源将所述预定 DC 电压提供给所述切换放大部。

2. 一种功率放大装置,所述功率放大装置放大包含振幅调制分量和相位调制分量的调制信号,所述功率放大装置包括:

射频放大器,所述射频放大器放大所述调制信号并且输出结果信号;

电压波形整形部,所述电压波形整形部形成所述调制信号的振幅调制分量的电压波形;

线性放大部,所述线性放大部使输出电压与提供给所述射频放大器的电源电压相加,放大在所述输出电压和所述调制信号的振幅调制分量之间的差,并且输出结果的差;

控制信号生成部,所述控制信号生成部检测所述线性放大部的输出电流流动的方向,并且根据所述电流的方向来生成脉冲调制信号;

切换放大部,所述切换放大部基于作为控制信号的所述脉冲调制信号,来控制 DC 电流的接通和断开,以便对所述线性放大部的输出信号执行切换放大,使所述结果信号与预定 DC 电压相加,并且将所述结果信号作为所述电源电压提供给所述射频放大器;

第一 DC 电源,所述第一 DC 电源将所述 DC 电流提供给所述切换放大部;以及

第二 DC 电源,所述第二 DC 电源将所述预定 DC 电压提供给所述切换放大部。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的功率放大装置,

其中,所述切换放大部包括:

变压器,所述变压器包括初级线圈和次级线圈,所述初级线圈的一端连接到所述第一 DC 电源,所述次级线圈的一端连接到所述第二 DC 电源;

切换器件,所述切换器件连接到所述变压器的初级线圈的另一端;

第一整流器件,所述第一整流器件连接到所述变压器的次级线圈的另一端;

第二整流器件,所述第二整流器件连接在所述第二 DC 电源和所述第一整流器件的输出端子之间;以及

滤波器,所述滤波器平滑所述第一整流器件和第二整流器件的输出电流。

4. 如权利要求 3 所述的功率放大装置,

其中,所述第一整流器件和所述第二整流器件中的至少一个器件是二极管。

5. 如权利要求 3 所述的功率放大装置,

其中,所述第一整流器件和所述第二整流器件中的至少一个器件是被控制为与所述脉

冲调制信号同步接通和断开的切换器件。

6. 如权利要求 1 至 5 中的任何一项所述的功率放大装置，
其中，所述线性放大部包括负反馈所述线性放大部的输出端子的电压的差分放大器。

7. 如权利要求 1 至 6 中的任何一项所述的功率放大装置，
其中，所述线性放大部是负反馈被提供给所述射频放大器的电源电压的差分放大器。

8. 如权利要求 1 至 7 中的任何一项所述的功率放大装置，
其中，所述线性放大部使预定 DC 电压与所输入的所述调制信号的振幅调制分量相加并且放大结果信号。

9. 如权利要求 2 至 8 中的任何一项所述的功率放大装置，
其中，所述电压波形整形部通过压缩所述调制信号的振幅调制分量的振幅变化的动态范围并且通过生成 DC 电压分量，来整形波形。

10. 如权利要求 1 至 9 中的任何一项所述的功率放大装置，
其中，所述控制信号生成部包括：

电流检测电阻器，所述线性放大部的输出电流流过其中；以及

磁滞比较器，所述磁滞比较器基于在所述电流检测电阻器的两端上生成的电压，来确定所述线性放大部的输出电流的方向，并且将确定的结果输出作为脉冲调制信号。

功率放大装置

技术领域

[0001] 本发明涉及主要用于无线电通信发射机的功率放大装置,更具体地说,涉及能够基于输入信号的振幅调制分量,改变提供给放大器的电源电压的功率放大装置。

背景技术

[0002] 近年已经出现的诸如移动电话系统和无线 LAN(局域网)的无线电通信系统使用诸如 QPSK(正交相移键控)和多值 QAM(正交振幅调制)的调制格式。在这些调制格式中,当信号在符号之间改变时,由于其波形包含在振幅调制中,与微波带宽的载波信号叠加的射频调制信号的振幅(包络)随时间改变。射频调制信号的峰值功率和平均功率的比率称为 PAPR(峰值平均功率比)。当以保持高线性来放大具有大的 PAPR 的信号时,电源装置需要向放大器提供足够大的功率以便防止放大信号的波形在峰值功率的情况下失真并且确保放大信号的高线性。换句话说,放大器需要在足够低于受电源伏特限制的饱和输出功率的回退功率区中操作。

[0003] 通常,由于根据 A 类系统或 AB 类系统来放大射频信号的射频放大器具有几乎达到饱和输出功率级的最大效率,因此,如果它们在大的回退功率区中操作,则它们的平均效率降低。

[0004] 尽管 OFDM(正交频分复用)系统已经用在下一代移动电话系统、无线 LAN、数字电视广播等中,由于它们的 PAPR 趋于增加,因此,射频放大器的平均效率进一步降低。由此,期望即使在大的回退功率区中,射频放大器也能够高效率操作。

[0005] 作为在回退区中并且大动态范围和高效率放大信号的系统,在非专利文献 1 中已经提出了称为 EER(包络消除与恢复)系统的功率放大装置。

[0006] 在非专利文献 1 中提出的 EER 系统将输入调制信号划分成相位调制分量和振幅调制分量。此后,将具有恒定振幅的相位调制分量输入到放大器,于是相位调制信息被保持。此时,放大器总是操作在接近提供最大效率的饱和输出功率电平处。

[0007] 另一方面,振幅调制分量由 D 类放大器等高效率地放大,于是振幅调制信息被保持,并且然后被提供为已经调制其输出强度的电源电压(调制电源)。

[0008] 当以这种方式操作功率放大装置时,射频器件还操作为乘法器并且结合调制信号的相位调制分量和振幅调制分量并输出结合结果。由此,射频放大器能够不在大的回退功率区中获得高效率放大的输出调制信号。

[0009] 作为与 EER 系统类似的系统,还已知所谓的 ET(包络跟踪)系统。例如,在非专利文献 2 等中已经报告过该系统。

[0010] ET 系统和 EER 系统具有使用放大调制信号的振幅调制分量的 D 类放大器等的相同结构,于是放大调制信息被保持并且将结果信号提供为已经将其输出强度调制到放大器的电源电压(调制电源)。

[0011] EER 系统和 ET 系统具有相同的结构,除了在 EER 系统中,前者仅将具有恒定振幅的相位调制信号输入到放大器,以便在接近饱和输出功率电平处操作它,而后者将包含振幅

调制分量和相位调制分量这两者的输入调制信号输入到放大器以便线性地操作它。

[0012] 尽管 ET 系统在效率方面不如 EER 系统,因为前者的放大器线性地操作,但由于仅将基于输入调制信号的振幅调制分量的必要最小功率 (bare minimum power) 提供给放大器,前者能够具有比向放大器提供恒定功率电压的结构更高的效率。

[0013] 此外,ET 系统能够比 EER 系统更易于实现,因为前者允许振幅调制分量和相位调制分量结合松散的时序余量。

[0014] EER 系统和 ET 系统通常使用调制电源,其将振幅调制分量转换成相位调制信号并且使用 D 类放大器等,对振幅调制信号执行切换放大。作为用于 EER 和 ET 系统的脉冲调制系统,传统上使用 PWM(脉宽调制)系统;然而,专利文献 1 和专利文献 2 提出了使用具有比前述系统更高线性的增量 (δ) 调制系统(或 PDM(脉冲密度调制))的结构。此外,近年来,具有高 SNR(信噪比)的增量总和 ($\sigma \delta$) 调制系统已经用作脉冲调制系统。

[0015] 用于使用近年来已经出现的数字调制系统的诸如移动电话系统和无线 LAN 的无线电通信系统的相关标准要求应当将 ACPR(相邻信道泄漏功率比)和 EVM(误差矢量幅值)抑制到预定恒定值或以下。

[0016] 为满足根据 EER 系统和 ET 系统的功率放大装置的这些标准,据说提供调制电源的脉冲调制器和 D 类放大器的带宽需要是调制信号的带宽的至少两倍。例如,用在移动电话系统中的 WCDMA(宽带码分多址)的调制带宽为约 5MHz,而用在无线 LAN 中的 IEEE 802.11a/g 的调制带宽为约 20MHz。通常,难以高速切换大功率并且实现在这种宽带宽中操作的调制电源。

[0017] 在专利文献 3 中提出了具有最简单结构的调制电源的功率放大装置。图 1 示出了在专利文献 3 中提出的功率放大装置的结构(该装置在下文中称为第一现有技术参考)。

[0018] 根据第一现有技术参考的功率放大装置具有在普通状态中将平均功率(电源电压)提供给放大器,并且仅当振幅值达到恒定值或更大时,将大功率(电源电压)提供给放大器的结构。

[0019] 参考图 1 和 2,将描述根据第一现有技术参考的功率放大装置的操作。

[0020] 根据第一现有技术参考的功率放大装置通常将电压 B_c 作为电源电压提供给放大器 204(参见图 2(c))。

[0021] 通常将电压 B_c 指定成低于最大输出电压以便获得平均输出功率。当包络传感器 201 检测到峰值(图 2(a))时,包络传感器 201 输出控制信号 10(图 2(b)),在峰值处输入调制信号的包络(振幅调制分量)9 变为大于参考电压 V_{ref} 。

[0022] 基于控制信号 10,接通功率管 203,然后,将增加最大电压 B_v 的电压 11 施加到放大器 204(图 2c)。在专利文献 4 中已经提出了具有使用电容耦合的结构功率管,在专利文献 5 中提出了具有使用电容耦合和磁耦合的结构功率管。

[0023] 由于这些结构不允许在调制信号的振幅调制分量小的区域中将浪费的功率提供给放大器 204,能够提高放大器 204 的平均效率。

[0024] 在非专利文献 3 中提出了高效率 and 宽带宽操作的调制电源的另一结构。在图 3 中示出了在非专利文献 3 中提出的功率放大装置的结构(在下文中,该装置称为第二现有技术参考)。

[0025] 根据第二现有技术参考的功率放大装置联锁(interlock)以宽带宽操作但低效

率的线性放大部 3 以及以窄带宽操作但高效率的切换调节器部 2, 以便将宽带宽、高效率的调制功率 (电源电压) 11 提供给放大器 1。参考图 4, 将描述功率放大装置的具体操作。

[0026] 输入到由差分放大器组成并且操作为电压跟随器的线性放大部 3 的是振幅信号 9, 其是调制信号 8 的振幅调制分量。在该例子中, 假定振幅信号 9 为 2MHz 正弦波 (图 4(c), 附图标记 9)。

[0027] 通过电流检测电阻器 42, 将线性放大部 3 的输出电流转换成电压信号并输入到磁滞比较器 41。在该例子中, 如果极性被选择成使得当电流从线性放大部 3 流出时磁滞比较器 41 的输出电压变高并且当电流流到线性放大部 3 时磁滞比较器 41 的输出电压变低, 则从磁滞比较器 41 输出基于线性放大部 3 的输出信号的脉宽调制信号 (图 4(c), 附图标记 10)。

[0028] 基于磁滞比较器 41 的输出信号, 门驱动器 5 接通或断开由例如 MOSFET (金属氧化物半导体场效应晶体管) 组成的切换器件 21。切换器件 21 结合二极管 22 组成切换调节器部 2; 切换调节器部 2 将脉宽调制信号的振幅放大到 V_{cc1} 。

[0029] 由电感器 6 积分已经放大的脉宽调制信号, 并且由此从此消除切换频率分量 (图 4(a))。

[0030] 包含在电感器 6 的输出电流中的误差分量由线性放大部 3 补偿并被作为电源电压提供给射频放大器 1。此时, 由于以低效率流入线性放大器 31 的电流 (图 4(b)) 仅包含误差分量, 在线性放大器 31 中消耗的功率小并且振幅信号 9 的大部分信号分量通过切换调节器部 2 以高效率被放大。因此, 能够提高整个功率放大装置的效率。

[0031] 然而, 由于根据上面提出的第一现有技术参考的功率放大装置需要在大的回退电压区中操作, 使得放大器 204 的输出振幅总是变为低于调制电压 11 (图 2(c)), 作为第一现有技术参考的问题, 提高的效率的效果低。此外, 由于已经被调制的电压波形 111 变为硬限幅形状, 作为第一现有技术参考的问题, 输出频谱劣化。

[0032] 另一方面, 在根据第二现有技术参考的功率放大装置中, 由于线性放大器 31 补偿电压, 于是提供给射频放大器 1 的电压波形 11 变为接近于振幅信号 9 的波形, 与根据第一现有技术参考的功率放大装置相比, 根据第二现有技术参考的功率放大装置提高效率并且抑制频谱的劣化。

[0033] 然而, 如果根据第二现有技术参考的功率放大装置用于具有高传输功率的装置, 诸如移动电话系统的无线电基站, 由于电源电压 V_{cc1} 变为约 28V, 为了接通切换器件 (通常是 FET) 21, 有必要将门驱动器 5 的输出信号 10 的振幅提高到 V_{cc1} 或更高。通常通过将自举电路等用于门驱动器 5 来实现这种结构, 并且通常地, 难以高速地操作具有大振幅的脉冲。

[0034] 由此, 在根据第二现有技术参考的功率放大装置中, 如图 4(c) 所示, 将切换频率限制到低值, 并由此切换调节器部 2 能够仅将带宽中的信号分量从 DC 放大到约 100kHz。由此, 由于仅由线性放大器 31 以低功率来放大更高带宽中的信号分量, 作为第二现有技术参考的问题, 整个功率放大装置的效率劣化。

[0035] 此外, 在调制放大器的电源电压的系统中, 诸如前述 EER 系统和 ET 系统, 当从调制电源提供给放大器 1 的电源电压 (电压波形 11) 的值变为接近 0 时, 由于放大器的增益变小, 作为第二现有技术参考的问题, 输出信号 12 的波形失真。由此, 优选地, 将调制电源的

输出电压指定为恒定下限值 (DC 偏移量)。

[0036] 在根据第二现有技术参考的功率放大装置中, 尽管切换调节器部 2 放大包括 DC 偏移量的信号, 如果在高速切换状态中以大的功率操作, 则难以允许切换调节器获得 90% 或以上的效率。

[0037] [引用列表]

[0038] [专利文献]

[0039] [专利文献 1] 日本专利特开 No. 3207153 (页 8, 图 3)

[0040] [专利文献 2] U. S. 专利 No. 5973556 (页 3, 图 3)

[0041] [专利文献 3] 日本专利特开 No. 2003-526980 (页 30, 图 2A)

[0042] [专利文献 4] W003/103134 (页 2, 图 2)

[0043] [专利文献 5] W02006/114792 (页 3, 图 3)

[0044] [非专利文献]

[0045] [非专利文献 1] Lenard R. Kahn, " Single-sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration " (通过包络消除与恢复的单边带传输), PROCEEDINGS OF THE I. R. E. , Vol. 40, pp. 803-806, 1952。

[0046] [非专利文献 2] J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, G. Norris, G. Sandwniczak, R. Sherman and T. Quach, " HIGH EFFICIENCY CDMA RF POWER AMPLIFIER USING DYNAMIC ENVELOPE TRACKING TECHNIQUE " (使用动态包络跟踪技术的高效 CDMA RF 功率放大器), 2000 IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 873-876。

[0047] [非专利文献 3] F. Wang, A. Ojo, D. Kimball, P. Asbeck and L. Larson, " Envelope Tracking Power Amplifier with Pre-Distortion Linearization for WLAN 802. 11g " (用于 WLAN 802. 11g 具有预矫正线性化的包络跟踪功率放大器), 2004 IEEE MTT-S Digest, vol. 3, pp. 1543-1546。

发明内容

[0048] 本发明的目的是提供能够根据调制信号的放大来改变提供给射频放大器的电源电压的功率放大装置, 特别是具有高效率和低波形失真的功率放大装置。

[0049] 为实现上述目的, 本发明的功率放大装置的示例性方面是放大包含振幅调制分量和相位调制分量的调制信号的功率放大装置, 所述功率放大装置包括:

[0050] 射频放大器, 其放大所述调制信号并且输出结果信号;

[0051] 线性放大部, 其使输出电压与提供给所述射频放大器的电源电压相加, 放大在所述输出电压和所述调制信号的振幅调制分量之间的差, 并且输出结果的差;

[0052] 控制信号生成部, 其检测所述线性放大部的输出电流流动的方向, 并且根据所述电流的方向来生成脉冲调制信号;

[0053] 切换放大部, 其基于作为控制信号的所述脉冲调制信号, 来控制 DC 电流的接通和断开, 以便对所述线性放大部的输出信号执行切换放大, 使所述结果信号与预定 DC 电压相加, 并且将所述结果信号作为所述电源电压提供给所述射频放大器;

[0054] 第一 DC 电源, 其将所述 DC 电流提供给所述切换放大部; 以及

[0055] 第二 DC 电源, 其将所述预定 DC 电压提供给所述切换放大部。

[0056] 可替代地,本发明的功率放大装置的另一示例性方面是放大包含振幅调制分量和相位调制分量的调制信号的功率放大装置,所述功率放大装置包括:

[0057] 射频放大器,其放大所述调制信号并且输出结果信号;

[0058] 电压波形整形部,其形成所述调制信号的振幅调制分量的电压波形;

[0059] 线性放大部,其使输出电压与提供给所述射频放大器的电源电压相加,放大在所述输出电压和所述调制信号的振幅调制分量之间的差,并且输出结果的差;

[0060] 控制信号生成部,其检测所述线性放大部的输出电流流动的方向,并且根据所述电流的方向来生成脉冲调制信号;

[0061] 切换放大部,其基于作为控制信号的所述脉冲调制信号,来控制 DC 电流的接通和断开,以便对所述线性放大部的输出信号执行切换放大,使所述结果信号与预定 DC 电压相加,并且将所述结果信号作为所述电源电压提供给所述射频放大器;

[0062] 第一 DC 电源,其将所述 DC 电流提供给所述切换放大部;以及

[0063] 第二 DC 电源,其将所述预定 DC 电压提供给所述切换放大部。

附图说明

[0064] 图 1 是示出根据第一现有技术参考的功率放大装置的结构框图。

[0065] 图 2 是示出根据第一现有技术参考的功率放大装置的操作的信号波形示意图。

[0066] 图 3 是示出根据第二现有技术参考的功率放大装置的结构框图。

[0067] 图 4 是示出根据第二现有技术参考的功率放大装置的操作的信号波形示意图。

[0068] 图 5 是示出根据第一示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0069] 图 6 是示出图 5 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

[0070] 图 7 是示出图 6 中所示的功率放大装置的示例性操作的信号波形示意图。

[0071] 图 8 是示出图 6 中所示的功率放大装置的示例性操作的信号波形示意图。

[0072] 图 9 是示出图 5 中所示的功率放大装置的另一具体示例性结构的电路图。

[0073] 图 10 是示出图 5 中所示的功率放大装置的另一具体示例性结构的电路图。

[0074] 图 11 是示出根据第二示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0075] 图 12 是示出图 11 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

[0076] 图 13 是示出图 12 中所示的电压波形整形部中的示例性波形整形函数的图。

[0077] 图 14 是示出通过使用图 12 中所示的电压波形整形部,示例性整形后的波形的信号波形示意图。

[0078] 图 15 是示出图 12 中所示的功率放大装置的示例性操作的信号波形示意图。

[0079] 图 16 是示出根据第三示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0080] 图 17 是示出图 16 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

具体实施方式

[0081] 接着,将参考图,来描述本发明。

[0082] (第一示例性实施例)

[0083] 图 5 是示出根据第一示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0084] 如图 5 所示,根据第一示例性实施例的功率放大装置具有射频放大器 1、切换放大

部 (switching amplifying section) 2、线性放大部 3 和控制信号生成部 4。

[0085] 线性放大部 3 使预定 DC 电压与调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 相加, 使输出电压与提供给射频放大器 1 的电源电压相加, 放大输出电压和调制信号的振幅调制分量之间的差, 并且输出结果信号。

[0086] 控制信号生成部 4 根据线性放大部 3 的输出电流的方向, 生成变为高或低的脉冲调制信号, 并且将脉冲调制信号输出到切换放大部 2。

[0087] 切换放大部 2 基于作为从控制信号生成部 4 输出的控制信号的脉冲调制信号, 对振幅信号 9 执行切换放大, 使预定 DC 电压与放大信号相加, 并且输出结果信号。使切换放大部 2 的输出电压与控制信号生成部 4 的输出电压相加, 并且由此, 将调制电压 11 生成为提供给射频放大器 1 的电源电压。

[0088] 基于作为电源的调制电压 11, 根据 A 类系统或 AB 类系统, 射频放大器 1 线性地放大调制信号 8, 并且输出相对于振幅和相位经调制的射频调制信号 12。

[0089] 图 6 是示出图 5 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

[0090] 如图 6 所示, 切换放大部 2 提供有切换器件 21、变压器 24、二极管 (第一整流器件) 22、二极管 (第二整流器件) 23 以及电感器 (滤波器) 6。

[0091] 另一方面, 线性放大部 3 提供有线性放大器 31 和扼流电感器 32。控制信号生成部 4 提供有磁滞比较器 41、电流检测电阻器 42 和门驱动器 5。

[0092] 根据该示例性实施例的功率放大装置使 DC 电压与调制信号的振幅调制分量 (振幅信号) 相加并且将结果信号输出到线性放大部 3。线性放大部 3 由包括负反馈回路 (例如差分放大器) 的线性放大器组成, 并且输出电压的波形高精度地与包括 DC 电压分量的振幅信号 9 的波形相一致。将线性放大部 3 的输出输入到控制信号生成部 4。

[0093] 控制信号生成部 4 提供有检测从线性放大部 3 输出的电流的电流检测电阻器 42 和比较器 (磁滞比较器 41), 并且生成控制信号, 该控制信号例如当电流从线性放大部 3 流出时变高, 并且当电流流入时变低。所生成的控制信号输入到切换放大部 2。

[0094] 基于由控制信号生成部 4 生成的控制信号, 切换放大部 2 控制通过变压器 24 的初级线圈向其施加 DC 电压的切换器件 21 的连接 / 断开, 以便对调制信号的振幅调制分量以高效率执行切换放大。此外, 根据该示例性实施例的功率放大装置使 DC 电压与执行切换放大并从变压器 24 的次级线圈输出的电压波形相加, 并且输出结果信号。

[0095] 从切换放大部 2 输出的电流由电感器 6 来平滑, 并与线性放大部 3 的输出信号相加以便补偿电压。

[0096] 补偿电压作为电源电压提供给线性地放大调制信号 8 的射频放大器 1, 导致总是仅将必要最小功率 (电源电压) 提供给射频放大器 1。由此, 根据该示例性实施例的功率放大装置能够比将恒定电压提供为电源电压的情形更高效地操作射频放大器 1。

[0097] 由于根据现有技术的功率放大装置使用驱动由 FET 组成的切换器件 21 并且具有比电源电压更高振幅的脉冲信号, 难以高速地操作功率放大装置。这主要使得切换频率变低, 大功率负载强加在补偿切换误差的线性放大部 3 上, 并由此使得整个功率放大装置的效率劣化。另一方面, 当使 DC 电压与振幅信号 9 相加时, 由于对 DC 电压分量, 需要执行切换放大, 因此, 不可避免以某种程度劣化效率。相反, 由于根据该示例性实施例的功率放大装置能够使 FET 用作在源接地的基础上操作的切换器件, 驱动 FET 的驱动信号能够低至几

伏并且以高速执行切换操作。由此,由于用于切换放大的带宽加宽,能够抑制线性放大部分 3 的功耗并且能够提高整个功率放大装置的效率。

[0098] 此外,由于具有低效率的线性放大部分 3 仅用于补偿切换放大的误差,所以功耗降低。

[0099] 此外,为了减少射频放大器 1 的输出波形失真,包含在提供给射频放大器 1 的电源电压中的 DC 电压分量通过变压器的次级线圈来直接提供给射频放大器,不执行切换放大,整个功率放大装置的效率不劣化。

[0100] 因此,与根据现有技术的功率放大装置相比,根据该示例性实施例的功率放大装置提高了调制电源的效率。此外,由于提供根据该示例性实施例的功率放大装置的调制电源中的波形的再现精度最终取决于线性放大器,根据该示例性实施例的功率放大装置能够通过比根据现有技术的功率放大装置保持的更高效率,来实现更高波形再现精度。由此,根据该示例性实施例的调制电源在较少输出波形失真和高效率的情况下实现了能够放大相对于振幅和相位调制的调制信号的功率放大装置。

[0101] 接着,参考图 6 至图 8,将描述根据第一示例性实施例的功率放大装置的操作。

[0102] 图 7 和图 8 是示出图 6 中所示的功率放大装置的示例性操作的信号波形示意图。图 7 示出在将具有 4V 的振幅和 2MHz 的频率的正弦波输入为振幅信号 9 以及通过线性放大部分 3 使 12V DC 电压与振幅信号 9 相加的情况下的示例性操作波形。另一方面,图 8 示出在输入 WCDMA 下行链路信号的包络(振幅信号)的情况下的每个块的示例性操作波形。

[0103] 如图 6 所示,将作为相对于振幅和相位调制的调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 输入到线性放大部分 3。

[0104] 通过扼流电感器 32,使 $V_{cc2} = 12V$ 的 DC 电压与振幅信号 9 相加(图 7(a)),然后输入到线性放大器 31,所述线性放大器 31 操作为由例如差分放大器组成的电压跟随器。

[0105] 通过电流检测电阻器 42,将线性放大器 31 的输出电流(图 7(b))转换成电压信号,然后输入到磁滞比较器 41。如果极性被选择成使得当电流从线性放大器 31 流出时磁滞比较器 41 的输出电压变高,并且当电流流到线性放大器 31 时磁滞比较器 41 的输出电压变低,则从磁滞比较器 41 输出与输入信号的强度相对应的脉宽调制信号(图 7(c))。

[0106] 基于磁滞比较器 41 的输出信号,门驱动器 5 接通或切断由例如 MOSFET 组成的切换器件 21。

[0107] 切换器件 21 的一个端子接地,而另一个端子通过变压器 24 的初级线圈被连接到第一电源 V_{cc1} 。基于磁滞比较器 41 的输出信号,切换器件 21 控制在第一电源 V_{cc1} 和地电势之间流动的电流的接通/断开,以便使磁滞比较器 41 的输出信号的振幅放大到 V_{cc1} 。

[0108] 在该例子中,由于电流流动时电压不施加到切换器件 21 的两个端子,因此切换器件 21 理想上以 100%的效率地来放大磁滞比较器 41 的输出信号。

[0109] 由切换器件 21 放大的信号从变压器 24 的初级线圈传送到次级线圈。由于已经将第二电源生成的 DC 电压 V_{cc2} 施加到变压器 24 的次级线圈的一个端子,因此,从变压器 24 的次级线圈输出 DC 电压 V_{cc2} 与振幅 V_{cc1} 的脉冲信号相加的信号。

[0110] 基于脉冲信号的电流从第二电源提供给变压器 24 的次级线圈。此时,取决于通过整流器件 22 和整流器件 23 的整流操作,脉冲信号变为高/低,从整流器件 22 和整流器件 23 交替地输出电流。由于脉冲状的电流流过变压器 24 的次级线圈,因此切换器件 21 的高

效率的切换放大的特性保持在变压器 24 的次级线圈侧上。由电感器 6 积分从变压器 24 的次级线圈输出的电流,并由此从此去除切换频率分量(图 7(d))。

[0111] 此外,通过线性放大器 31,补偿(平滑)包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声分量(图 7(e))。

[0112] 如图 6 所示,由于线性放大器 31 的输出信号被负反馈,其操作成使得输出信号的波形与输入信号的波形匹配。由此,从线性放大器 31 输出抵消包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声的信号。

[0113] 由此,由线性放大器 31 平滑包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声。此时,尽管线性放大器 31 的输出端子通过电流检测电阻器 42 被连接到切换放大部 2 的输出端子,但是由于电流检测电阻器 42 的值小,因此,很难影响电压补偿操作。

[0114] 将由线性放大器 31 补偿的电压 V_{out} 提供给射频放大器 1。射频放大器 1 线性地放大基于作为电源电压的切换放大部 2 的输出电压而输入的调制信号 8。此时,由于基于振幅信号 9 的振幅,将最小功率(电源电压)提供给射频放大器 1,因此射频放大器 1 能够总是几乎以具有高效率的饱和功率来操作。

[0115] 另一方面,当将作为振幅信号 9 的 WCDMA 下行链路信号的包络信号(图 8(a))输入到线性放大部 3 时,通过扼流电感器 32,使 DC 电压 V_{cc2} 与振幅信号 9 相加,然后操作为由差分放大器组成的电压跟随器的线性放大器 31 线性地放大结果信号。

[0116] 与输入图 7 所示的正弦波情形相同,从比较器 41 输出根据线性放大器 31 的输出电流的方向(图 8(b))而改变成高或低的脉宽调制信号 10(图 8(c))。

[0117] 基于脉宽调制信号 10、通过切换放大部 2 以高效率放大的电压(图 8(d))和线性放大部 3 的输出电压(图 8(b))被相加和平滑的电压 11 作为电源电压提供给射频放大器 1。

[0118] 射频放大器 1 线性地放大已经输入为电源电压的调制信号 8,所述电源电压是切换放大部 2 的输出电压。此时,由于基于振幅信号 9 的振幅,仅将最小功率(电源电压)提供到射频放大器 1,射频放大器 1 能够总是几乎以具有高效率的饱和功率来操作。

[0119] 在根据该示例性实施例的功率放大装置中,如图 7(b)和图 8(b)所示,仅切换噪声分量的电流以低效率流过线性放大器 31,因此,消耗少量功率,导致提高整个功率放大装置的效率。

[0120] 此外,根据该示例性实施例的功率放大装置能够将增加了 DC 电压并且比根据第一现有技术参考的功率放大装置更平滑的输出电压波形 11 提供给射频放大器 1。由此,能够减少从射频放大器 1 输出的调制信号 12 的波形失真。

[0121] 此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置,与第二现有技术参考不同,能够将源极接地型的 MOSFET 用作切换器件 21,并且输入到切换器件 21 的门脉冲信号 10 的振幅能够低至几 V,因此,它能够高速地操作。

[0122] 很显然,在输入 2MHz 正弦波的情况下,根据该示例性实施例的功率放大装置具有比根据第二现有技术参考的功率放大装置(图 3)更高的切换频率(图 7(c))。

[0123] 由此,由于根据该示例性实施例的功率放大装置以高效率加宽切换放大的操作带宽,以及以低效率降低强加在线性放大器 31 上的负载,因此,能够高效率地操作。此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置仅对已经消除输入信号的 DC 偏移量的振幅调制分

量执行切换放大并且将 DC 电压分量从变压器的次级线圈侧直接提供到射频放大器 1, 因此, 根据该示例性实施例的功率放大装置能够实现比根据第二现有技术参考的功率放大装置更高的效率。

[0124] 尽管图 6 示出通过扼流电感器 32, 使 DC 电压与振幅信号 9 相加的示例性结构, 也可以通过信号处理使 DC 电压分量与振幅信号 9 相加。

[0125] 当线性放大器 31 的增益为 1 时, 尽管与振幅信号 9 相加的 DC 电压的值理想上变得与提供给变压器 24 的次级线圈的第二电源电压 V_{cc2} 相同, 但是可以基于每一电路的偏移量值等来调整 DC 电压的值。

[0126] 此外, 线性放大器 31 可以是具有增益的线性反馈放大器。在这种情况下, 可以基于增益的值, 减小增加到振幅信号 9 的 DC 电压的值。此外, 可以将变压器 24 的绕组比指定为任意值。

[0127] 图 9 是示出图 5 中所示的功率放大装置的另一具体示例性结构的电路图。

[0128] 图 9 中所示的功率放大装置提供有切换器件 (第一整流器件) 22a 和切换器件 (第二整流器件) 23a, 来代替图 6 中所示的二极管 22、23, 并且具有使切换器件 22a、23a 与控制信号 10 同步接通 / 断开的结构。

[0129] 图 9 所示的功率放大装置以与图 6 所示的功率放大装置相同的方式操作, 如果当控制信号 11 变高时, 接通切换器件 22a, 并且当控制信号 11 变低时, 断开切换器件 22a, 并且当控制信号 11 变高时, 接通切换器件 23a, 并且当控制信号 11 变低时, 断开切换器件 23a。

[0130] 当使用切换器件 22a、23a 来代替二极管 22、23 时, 对于二极管的正向电压的损耗, 提高了功率放大装置的效率。

[0131] 图 10 是示出图 5 中所示的功率放大器件的另一具体示例性结构的电路图。

[0132] 图 10 中所示的功率放大装置具有如下结构, 所述结构提供有收集电磁电流并且位于图 6 所示的变压器 24 的初级线圈上的功率再生电路 25。

[0133] 在图 6 所示的结构中, 当切断 (断开) 切换器件 21 时, 由于已经流入变压器 24 中的励磁电流不能流动, 因此电容器消耗励磁电流, 并且电阻缓冲器电路连接到电源等, 导致出现损耗。

[0134] 当切断切换器件 21 时, 功率再生电路 25 通过二极管 26, 从接地端子吸收等同于励磁电流的电流, 并且在第一电源 V_{cc1} 中再生它。当提供有功率再生电路 25 时, 由于不发生励磁电流损耗, 切换放大部 2 的效率提高。很显然的是能够同时使用图 10 中所示的功率再生电路 25 和使用图 9 中所示的切换器件 22a、23a 的结构。

[0135] (第二示例性实施例)

[0136] 接着, 参考附图, 将描述根据第二示例性实施例的功率放大装置。

[0137] 图 11 是示出根据第二示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0138] 如图 11 所示, 根据第二示例性实施例的功率放大装置提供有射频放大器 1、切换放大部 2、线性放大部 3、控制信号生成部 4 和波形整形部 7。

[0139] 在图 11 所示的功率放大装置中, 将调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 输入到波形整形部 7。

[0140] 波形整形部 7 通过压缩已经输入振幅信号 9 的振幅变化的动态范围并且由此生成

DC 电压分量, 来执行波形整形, 然后将结果信号输出到线性放大部 3。

[0141] 线性放大部 3 线性地放大作为调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9。

[0142] 控制信号生成部 4 生成取决于线性放大部 3 的输出电流的方向而变为高或低的脉冲调制信号, 并且将脉冲调制信号作为控制信号输出到切换放大部 2。

[0143] 切换放大部 2 基于从控制信号生成部 4 输出的控制信号, 对振幅信号 9 执行切换放大, 使预定 DC 电压与放大的信号相加, 并且输出结果信号。使切换放大部 2 的输出电压与控制信号生成部 4 的输出电压相加, 由此生成调制电压 11 作为提供给射频放大器 1 的电源电压。

[0144] 射频放大器 1 使用作为电源的电压 11, 根据 A 类系统或 AB 类系统, 线性地放大调制信号 8, 并且输出相对于振幅和相位调制的射频调制信号 12。

[0145] 图 12 是示出图 11 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

[0146] 如图 12 所示, 切换放大部 2 提供有切换器件 21、变压器 24、二极管 (第一整流器件) 22、二极管 (第二整流器件) 23 和电感器 (滤波器) 6。

[0147] 另一方面, 线性放大部 3 提供有线性放大器 31。控制信号生成部 4 提供有磁滞比较器 41、电流检测电阻器 42 和门驱动器 5。

[0148] 波形整形部 7 提供有电压波形整形部 7。

[0149] 图 13 是示出图 12 中所示的电压波形整形部使用的示例性波形整形函数的图。另一方面, 图 14 是示出通过使用图 12 中所示的电压波形整形部来执行整形后的示例性波形的信号波形示意图。图 15 是示出图 12 中所示的功率放大装置的示例性操作的信号波形示意图。图 11 和图 12 示出在输入根据 WCDMA 系统的无线电装置接收的下行链路信号的包络信号 (振幅信号) 的情况下的示例性操作波形。

[0150] 接着, 将参考图 12 至图 15, 来描述根据第二示例性实施例的功率放大装置的操作。

[0151] 如图 12 所示, 将已经相对于振幅和相位调制过的调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 输入到波形整形部 7 (图 15(a))。

[0152] 波形整形部 7 根据例如由下述等式 (1) 给出的函数, 转换振幅信号 9。

[0153] [表达式 1]

$$[0154] \quad V_{out} = V_{cc2} + V_{in} \left[-\frac{V_{cc2}}{V_{in}} \right] \dots (1)$$

[0155] 图 13 示出通过由等式 (1) 给出的函数转换的输入和输出信号之间的关系, 并且示出当将 DC 电压 V_{cc2} 的值改变成 5、10、15 和 20V 时变化的曲线。图 14 示出在 $V_{cc2} = 10V$ 的情况下, 根据由上述等式 (1) 给出的函数来整形被输入的振幅信号 9 的波形。

[0156] 如图 14 所示, 已经整形其波形的振幅信号 9' 是原样输出大振幅调制分量、压缩低振幅调制分量并且使 $V_{cc2} = 10V$ 的 DC 电压与压缩信号相加的信号。

[0157] 根据第二示例性实施例的线性放大部 3 线性地放大其波形已经从波形整形部 7 整形并输出的振幅信号 9' (图 15(b))。

[0158] 此后, 根据该示例性实施例的功率放大装置执行与根据图 5 至图 8 所示的第一示例性实施例的功率放大装置相同的处理。

[0159] 通过电流检测电阻器 42, 将线性放大器 31 的输出电流 (图 15(c)) 转换成电压信号, 并输出到磁滞比较器 41。当极性被选择成使得在电流从线性放大器 31 流出时磁滞比较器 41 的输出电压变高, 并且当电流流入到线性放大器 31 时磁滞比较器 41 的输出电压变低, 从磁滞比较器 41 输出根据输入信号的强度的脉宽调制信号 (图 15(d))。

[0160] 基于磁滞比较器 41 的输出信号, 门驱动器 5 接通或切断由例如 MOSFET 组成的切换器件 21。

[0161] 切换器件 21 的一个端子接地, 而另一个端子通过变压器 24 的初级线圈被连接到第一电源 V_{cc1} 。基于磁滞比较器 41 的输出信号, 切换器件 21 控制在第一电源 V_{cc1} 和地电势之间流动的电流的接通 / 断开, 以便使磁滞比较器 41 的输出信号的振幅放大到 V_{cc1} 。

[0162] 将由切换器件 21 放大的信号从变压器 24 的初级线圈传送到次级线圈。由于将由第二电源生成的 DC 电压 V_{cc2} 施加到变压器 24 的次级线圈的一个端子, 因此, 从变压器 24 的次级线圈输出使 DC 电源 V_{cc2} 与振幅 V_{cc1} 的脉冲信号相加的信号。

[0163] 基于脉冲信号的电流从第二电源提供给变压器 24 的次级线圈。此时, 取决于通过整流器件 22 和整流器件 23 的整流操作, 脉冲信号变为高 / 低, 从整流器件 22 和整流器件 23 交替地输出电流。由于脉冲状的电流流过变压器 24 的次级线圈, 因此, 具有切换器件 21 的高效率的切换放大的特性保持在变压器 24 的次级线圈端上。由电感器 6 积分从变压器 24 的次级线圈输出的电流, 并由此从此去除切换频率分量 (图 15(e))。

[0164] 此外, 由线性放大器 31 补偿 (平滑) 包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声分量 (图 15(f))。

[0165] 如图 12 所示, 线性放大器 31 的输出端子连接到切换放大部 2 的输出端子, 并且线性放大器 31 的输出信号被向其负反馈。由此, 由于线性放大器 31 操作成使得输出信号的波形与输入信号的波形匹配, 从线性放大器 31 输出抵消包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声的信号。由此, 由线性放大器 31 平滑包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声。此时, 尽管线性放大器 31 的输出端子通过电流检测电阻器 42 连接到切换放大部 2 的输出端子, 但由于电流检测电阻器 42 的值小, 因此, 很难影响电压补偿操作。

[0166] 将已经由线性放大器 31 补偿过的电压 V_{out} 提供给射频放大器 1。射频放大器 1 线性地放大已经基于作为电源电压的切换放大部 2 的输出电压输入的调制信号 8。此时, 由于基于振幅信号 9 的振幅, 将最小功率 (电源电压) 提供给射频放大器 1, 因此射频放大器 1 能够总是几乎以具有高效率的饱和功率来操作。

[0167] 在根据该示例性实施例的功率放大装置中, 如图 15(c) 所示, 由于以低效率流过线性放大器 31 的电流仅包含切换噪声分量, 因此, 在线性放大器 31 中消耗的功率小, 并由此能够提高整个功率放大装置的效率。

[0168] 此外, 根据该示例性实施例的功率放大装置能够向射频放大器 1 提供与 DC 电压相加并且比根据图 1 所示的第一现有技术参考的功率放大装置更平滑的输出电压波形 11。由此, 能够减少从射频放大器 1 输出的调制信号 12 的波形失真。

[0169] 此外, 由于根据该示例性实施例的功率放大装置, 与第二现有技术参考不同, 能够将源极接地型的 MOSFET 用作切换器件 21, 并且能够使输入到切换器件 21 的门脉冲信号 10 的振幅低至几 V, 因此, 能够高速地操作。

[0170] 由此, 由于根据该示例性实施例的功率放大装置以高效率来加宽切换放大的操作

带宽,以及以低效率来减少强加在线性放大器 31 上的负载,因此,能够高效率地操作。此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置仅对已经去除输入信号的 DC 偏移量的振幅调制分量执行切换放大并且将 DC 电压分量从变压器的次级线圈侧直接提供给射频放大器 1,因此,根据该示例性实施例的功率放大装置能够实现比根据第二现有技术参考的功率放大装置更高的效率。

[0171] 此外,在根据该示例性实施例的功率放大装置中,以原样输出包含在振幅信号 9 中的大的振幅调制分量并且压缩小的振幅调制分量的这种方式,波形整形部 7 生成 DC 电压分量。由于以当使功率放大装置向射频放大器 1 提供足够大于振幅信号 9 的大的振幅调制分量的电压时这种方式来执行波形整形,并且由于能够仅通过 DC 电压分量来覆盖振幅信号 9 的小的振幅调制分量,因此,波形整形部 7 很少将浪费的功率提供给射频放大器 1(图 15(f))。

[0172] 由此,与同样使振幅信号 9 移位 DC 电压 V_{cc2} (图 8(e)) 的根据第一示例性实施例的功率放大装置相比,根据该示例性实施例的功率放大装置能够在没有任何损耗的情况下向射频放大器 1 提供功率。

[0173] 此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置执行上述波形整形,因此,能够有利地变窄线性放大器 31 和切换器件 21 所需的带宽和动态范围。

[0174] 此外,在波形整形部 7 中利用的函数不限于上述等式 (1);相反,可以根据要被放大的信号和使用的系统来改变该函数。

[0175] 当线性放大器 31 的增益为 1 时,尽管通过波形整形部 7,与振幅信号 9 相加的 DC 电压分量的值理想上变为与提供给变压器 24 的次级线圈的第二电源电压 V_{cc2} 相同,但可以基于每一电路的偏移量值等来调整 DC 电压分量的值。

[0176] 此外,线性放大器 31 可以是具有增益的线性反馈放大器。在这种情况下,基于增益的值,可以减小增加到振幅信号 9 的 DC 电压的值。此外,可以将变压器 24 的绕组比指定为任意值。

[0177] 图 12 中所示的功率放大装置提供有切换器件 22a 和切换器件 23a,来代替二极管 22、23,并且具有使切换器件 22a、23a 与控制信号 10 同步接通/断开的结构。当使用切换器件 22a、23a 来代替二极管 22、23 时,对于二极管的正向电压的损耗,提高功率放大装置的效率。

[0178] 图 12 中所示的功率放大装置可以提供有功率再生电路 25,其收集图 10 中所示的励磁电流。当提供有功率再生电路 25 时,由于不发生励磁电流损耗,因此,切换放大部 2 的效率提高。

[0179] (第三示例性实施例)

[0180] 接着,参考附图,将描述根据第三示例性实施例的功率放大装置。

[0181] 图 16 是示出根据第三示例性实施例的功率放大装置的结构框图。

[0182] 如图 16 所示,根据第三示例性实施例的功率放大装置提供有射频放大器 1、切换放大部 2、线性放大部 3 和控制信号生成部 4。

[0183] 线性放大部 3 使预定 DC 电压与调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 相加,使输出电压与提供给射频放大器 1 的电源电压相加,放大输出电压和调制信号的振幅调制分量之间的差,并且输出结果信号。

[0184] 控制信号生成部 4 生成取决于线性放大部 3 的输出电流的方向而变为高或低的脉冲调制信号,并且将脉冲调制信号输出到切换放大部 2。

[0185] 切换放大部 2 基于作为从控制信号生成部 4 输出的控制信号的脉冲调制信号,对振幅信号 9 执行切换放大,使预定 DC 电压与放大信号相加,并且输出结果信号。使切换放大部 2 的输出电压与控制信号生成部 4 的输出电压相加,并由此,生成调制电压 11 作为提供给射频放大器 1 的电源电压。

[0186] 射频放大器 1 基于作为电源的调制电压 11,根据 A 类系统或 AB 类系统,线性地放大调制信号 8,并且输出已经相对于振幅和相位调制过的射频调制信号 12。

[0187] 根据该示例性实施例,提供给射频放大器 1 的电源电压被负反馈给线性放大部 3。

[0188] 射频放大器 1 基于作为电源的调制电压 11,根据 A 类系统或 AB 类系统,线性地放大调制信号 8,并且输出相对于振幅和相位调制过的射频调制信号 12。

[0189] 图 17 是示出图 16 中所示的功率放大装置的具体示例性结构的电路图。

[0190] 如图 17 所示,切换放大部 2 提供有切换器件 21、变压器 24、二极管(第一整流器件)22、二极管(第二整流器件)23 和电感器(滤波器)6。

[0191] 另一方面,线性放大部 3 提供有线性放大器 31 和扼流电感器 32。控制信号生成部 4 提供有磁滞比较器 41、电流检测电阻器 42 和门驱动器 5。

[0192] 接着,参考图 17,将描述根据第三示例性实施例的功率放大装置的操作。

[0193] 如图 17 所示,将作为相对于振幅和相位调制过的调制信号 8 的振幅调制分量的振幅信号 9 输入到线性放大部 3。

[0194] 通过扼流电感器 32,使 $V_{cc2} = 12V$ 的 DC 电压与振幅信号 9 相加,然后输入到线性放大器 31。

[0195] 通过电流检测电阻器 42,将线性放大器 31 的输出电流转换成电压信号,然后输入到磁滞比较器 41。如果极性被选择成使得当电流从线性放大器 31 流出时磁滞比较器 41 的输出电压变高,并且当电流流到线性放大器 31 时磁滞比较器 41 的输出电压变低,则从磁滞比较器 41 输出与输入信号的强度相对应的脉宽调制信号。

[0196] 基于磁滞比较器 41 的输出信号,门驱动器 5 接通或切断由例如 MOSFET 组成的切换器件 21。

[0197] 切换器件 21 的一个端子接地,而另一个端子通过变压器 24 的初级线圈被连接到第一电源 V_{cc1} 。基于磁滞比较器 41 的输出信号,切换器件 21 控制在第一电源 V_{cc1} 和地电势之间流动的电流的接通/断开,以便将磁滞比较器 41 的输出信号的振幅放大到 V_{cc1} 。

[0198] 在该例子中,由于电流流动的同时,不将电压施加到切换器件 21 的两个端子,因此,切换器件 21 理想上以 100%的效率来放大磁滞比较器 41 的输出信号。

[0199] 由切换器件 21 放大的信号从变压器 24 的初级线圈传送到次级线圈。由于已经将由第二电源生成的 DC 电压 V_{cc2} 施加到变压器 24 的次级线圈的一个端子,因此,从变压器 24 的次级线圈输出 DC 电压 V_{cc2} 与振幅 V_{cc1} 的脉冲信号相加的信号。

[0200] 基于脉冲信号的电流从第二电源提供给变压器 24 的次级线圈。此时,取决于通过整流器件 22 和整流器件 23 的整流操作,脉冲信号变为高/低,从整流器件 22 和整流器件 23 交替地输出电流。由于脉冲状的电流流过变压器 24 的次级线圈,因此,切换器件 21 的高效率的切换放大的特性保持在变压器 24 的次级线圈侧上。由电感器 6 积分从变压器 24 的

次级线圈输出的电流,并由此从此去除切换频率分量。

[0201] 此外,通过线性放大器 31,补偿(平滑)包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声分量。

[0202] 如图 17 所示,在根据该示例性实施例的功率放大装置中,使切换放大部 2 的输出信号负反馈到线性放大器 31。由此,由于线性放大器 31 操作成使得输出信号的波形与输入信号的波形匹配,因此,从线性放大器 31 输出抵消包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声的信号。由此,由线性放大器 31 平滑包含在切换放大部 2 的输出电压中的切换噪声。此时,由于切换放大部 2 的输出信号负反馈到线性放大器 31,因此,与第一示例性实施例和第二示例性实施例相比,该电流检测电阻器 42 很少影响电压补偿。

[0203] 将由线性放大器 31 补偿过的电压 V_{out} 提供给射频放大器 1。射频放大器 1 线性地放大基于作为电源电压的切换放大部 2 的输出电压而输入的调制信号 8。此时,由于基于振幅信号 9 的振幅,将最小功率(电源电压)提供给射频放大器 1,因此,射频放大器 1 能够总是几乎以具有高效率的饱和功率来操作。

[0204] 在根据该示例性实施例的功率放大装置中,由于以低效率流过线性放大器 31 的电流仅包含切换噪声分量,因此,在线性放大器 31 中消耗的功率小,并由此,能够提高整个功率放大装置的效率。

[0205] 此外,根据该示例性实施例的功率放大装置能够将已经增加 DC 电压并且比根据图 1 所示的第一现有技术参考的功率放大装置更平滑的输出电压波形 11 提供给射频放大器 1。由此,能够减小从射频放大器 1 输出的调制信号 12 的波形失真。

[0206] 此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置,与第二现有技术参考不同,能够将源极接地型的 MOSFET 用作切换器件 21,并且输入到切换器件 21 的门脉冲信号 10 的振幅能够低至几 V,因此,能够高速地操作。

[0207] 由此,由于根据该示例性实施例的功率放大装置以高效率来加宽切换放大的操作带宽,以及以低效率减小强加在线性放大器 31 上的负载,因此,能够高效率地操作。此外,由于根据该示例性实施例的功率放大装置仅对已经消除输入信号的 DC 偏移量的振幅调制分量执行切换放大,并且将 DC 电压分量从变压器的次级线圈侧直接提供给射频放大器 1,因此,根据该示例性实施例的功率放大装置能够实现比根据第二现有技术参考的功率放大装置更高的效率。

[0208] 此外,根据该示例性实施例的功率放大装置将提供给射频放大器 1 的电源电压负反馈到线性放大器 31。通常,射频放大器 1 的电源的输入阻抗为约几欧。另一方面,提供控制信号生成部 4 的电流检测电阻器 42 的值为约 0.5Ω 并且占射频放大器 1 的电源的输入阻抗的约 10%。

[0209] 作为电源的理想条件,输出阻抗需要足够低于负载阻抗。换句话说,即使负载波动,电源也需要总是稳定地提供相同的电压。

[0210] 根据该示例性实施例,由于提供给射频放大器 1 的电源电压被负反馈到线性放大器 31,因此,提供给射频放大器 1 的电源电压的波形总是变为与振幅信号 9 的波形相同。换句话说,将功率(电源电压)提供给射频放大器 1 的调制电源的输出阻抗不受提供控制信号生成部 4 的电流检测电阻器 42 影响。由此,由于调制电源的输出阻抗变为接近 0,因此功率放大装置操作为更理想的电压源。

[0211] 尽管图 17 示出通过扼流电感器 32 使 DC 电压与振幅信号 9 相加的示例性结构,但是可以通过信号处理使 DC 电压分量与振幅信号 9 相加。

[0212] 当线性放大器 31 的增益为 1 时,尽管与振幅信号 9 相加的 DC 电压的值理想上变为与提供给变压器 24 的次级线圈的第二电源电压 V_{cc2} 相同,但可以基于每一电路的偏移量值等来调整 DC 电压的值。

[0213] 此外,线性放大器 31 可以是具有增益的线性反馈放大器。在这种情况下,可以基于增益的值,减小增加到振幅信号 9 的 DC 电压的值。此外,可以将变压器 24 的绕组比指定为任意值。

[0214] 图 17 中所示的功率放大装置提供有切换器件 22a、23a,来代替二极管 22、23,并且具有使切换器件 22a、23a 与控制信号 10 同步接通 / 断开的结构。当使用切换器件 22a、23a 来代替二极管 22、23 时,对于二极管的正向电压的损耗,提高了功率放大装置的效率。

[0215] 图 17 中所示的功率放大装置可以提供有功率再生电路 25,其收集由图 10 所示的励磁电流。当功率放大装置包括功率再生电路 25 时,由于不发生励磁电流损耗,因此切换放大部 2 的效率提高。

[0216] 现在,参考示例性实施例,已经描述了本发明。然而,本领域的技术人员应理解到在不背离本发明的范围的情况下,可以以各种方式改变本发明的结构和细节。

[0217] 本发明要求基于 2008 年 12 月 25 日提出的日本专利申请 No. 2008-330709 的优先权,其全部内容通过引入结合于此。

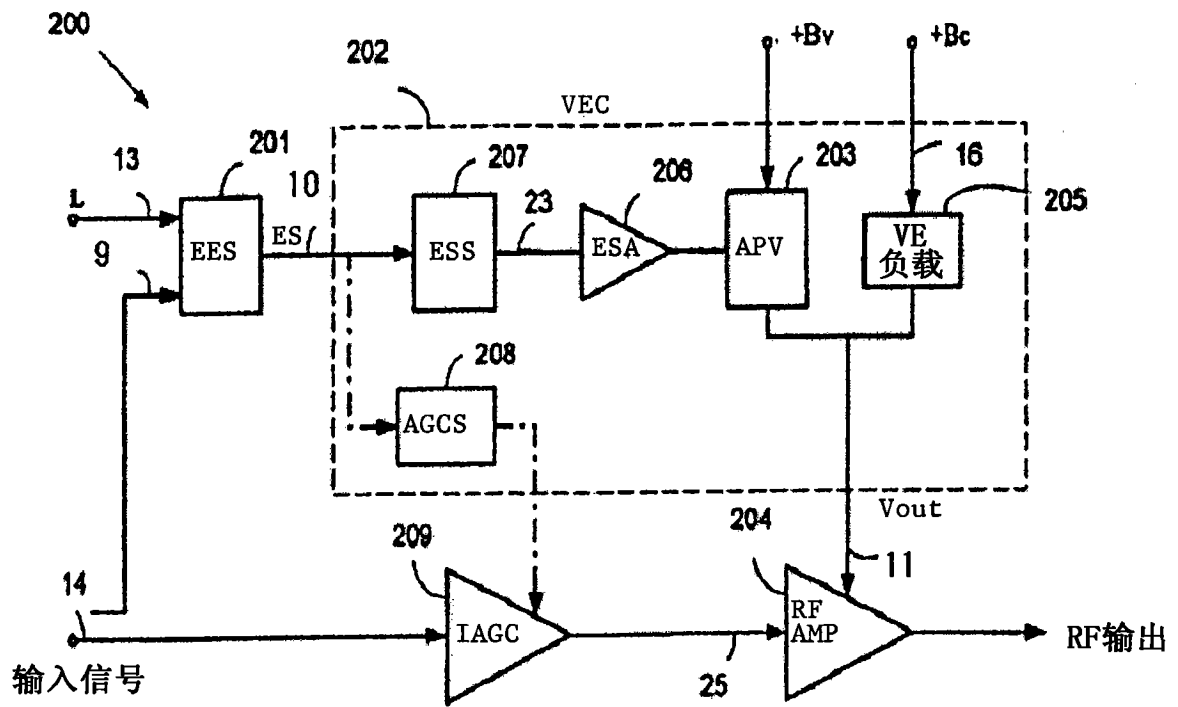


图 1

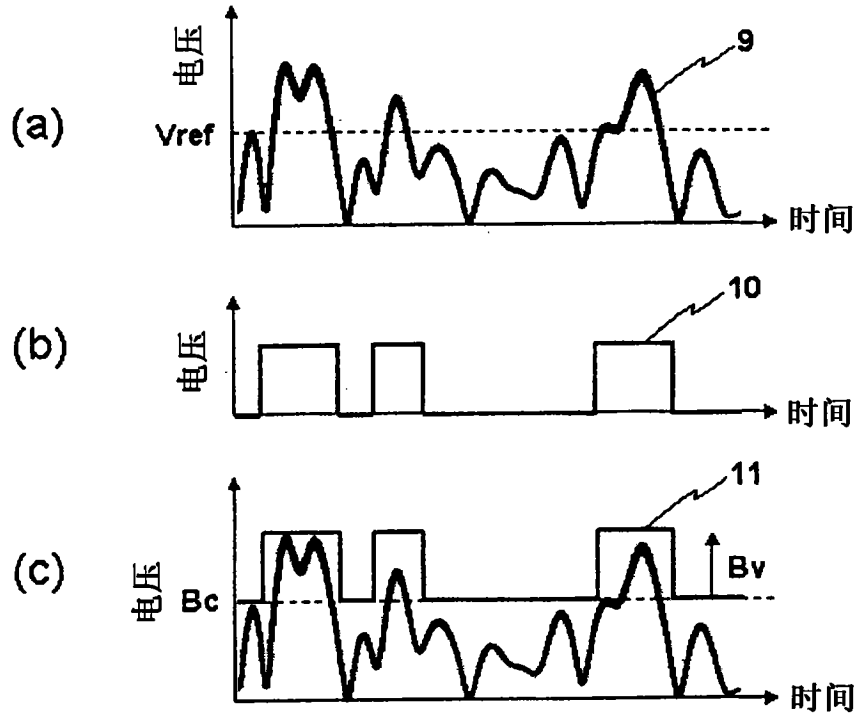


图 2

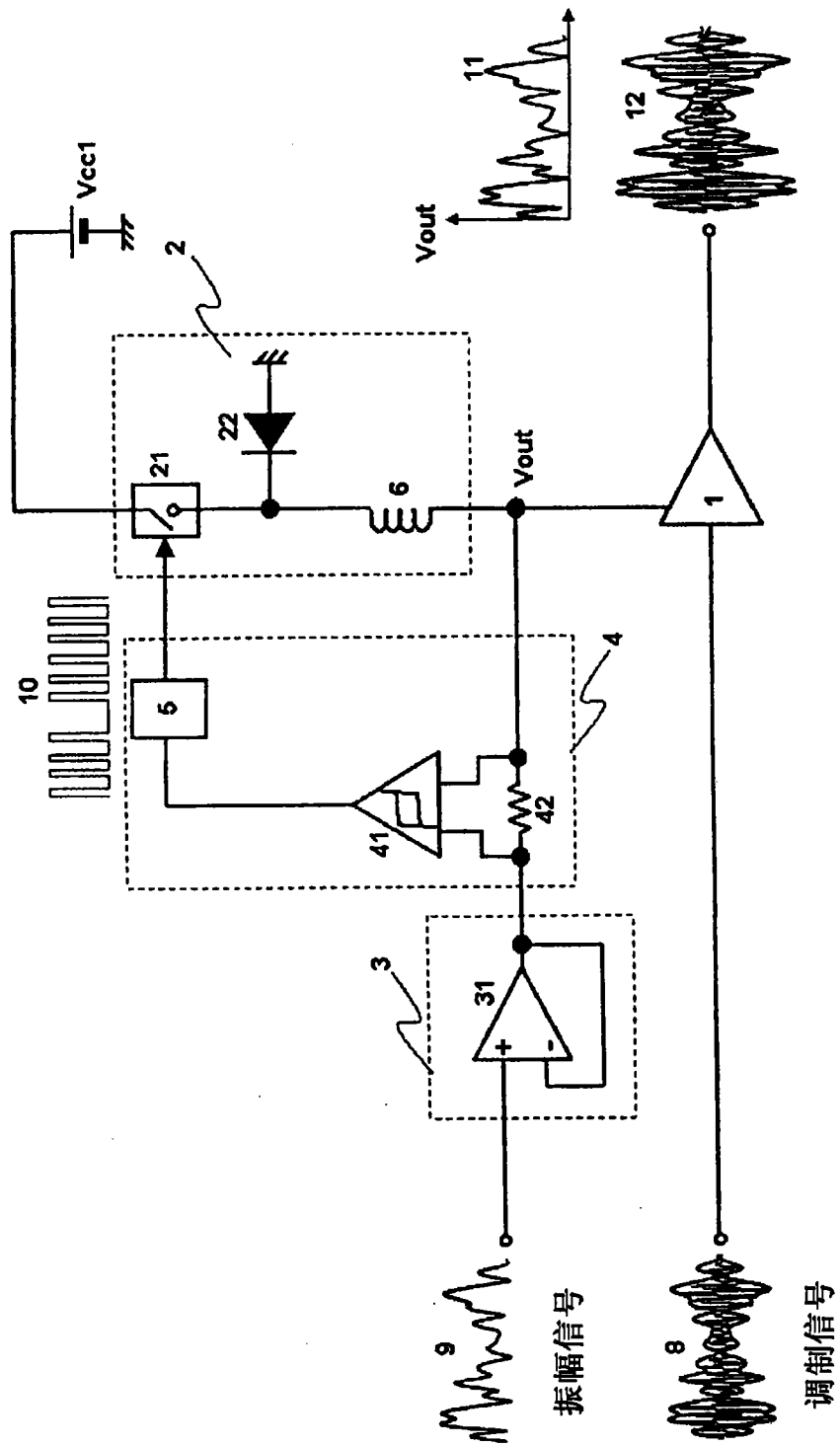


图 3

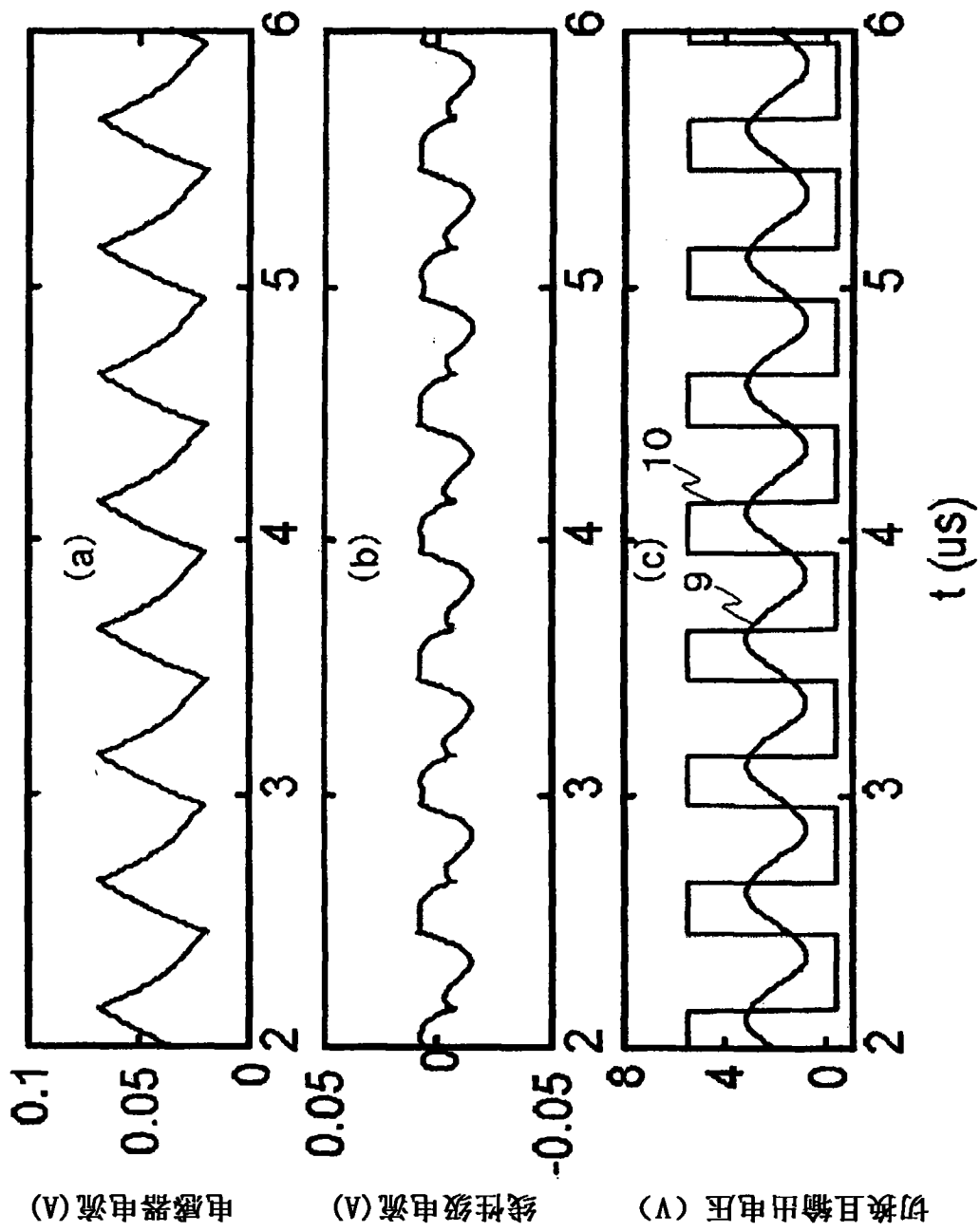


图 4

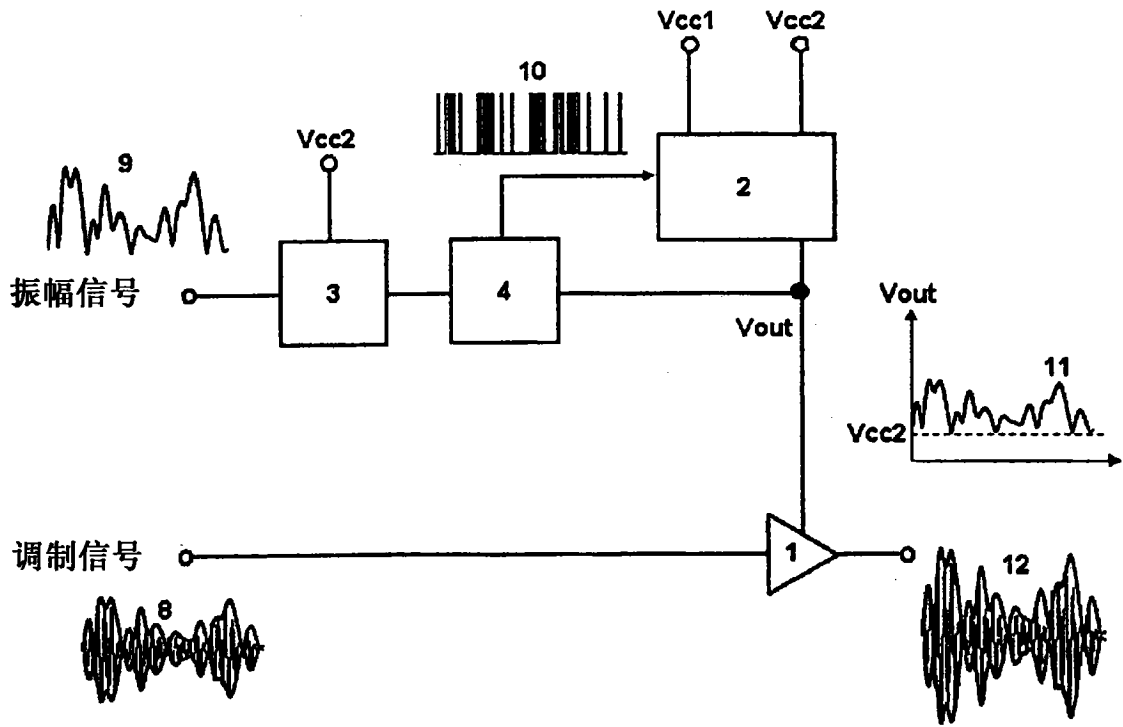


图 5

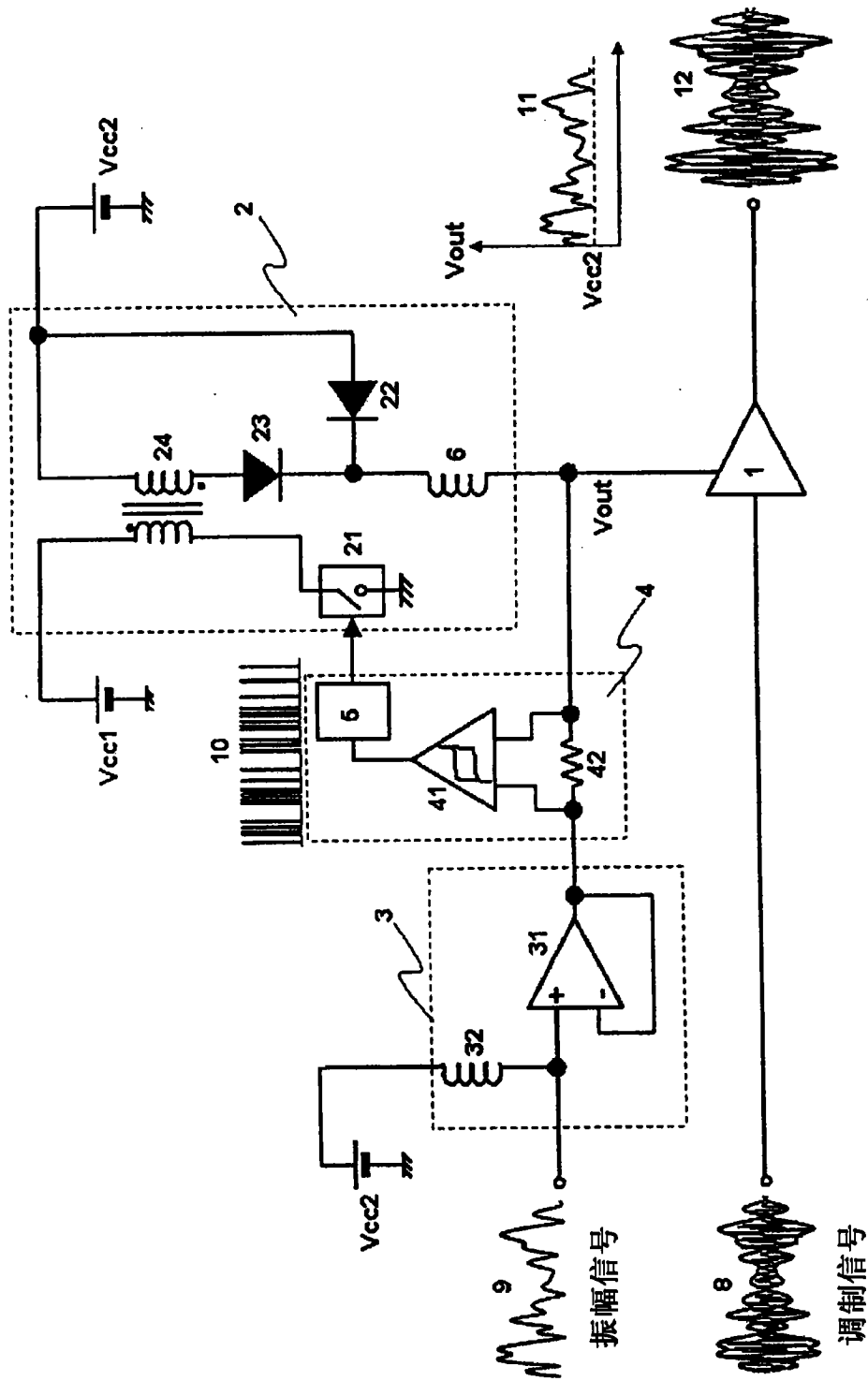


图 6

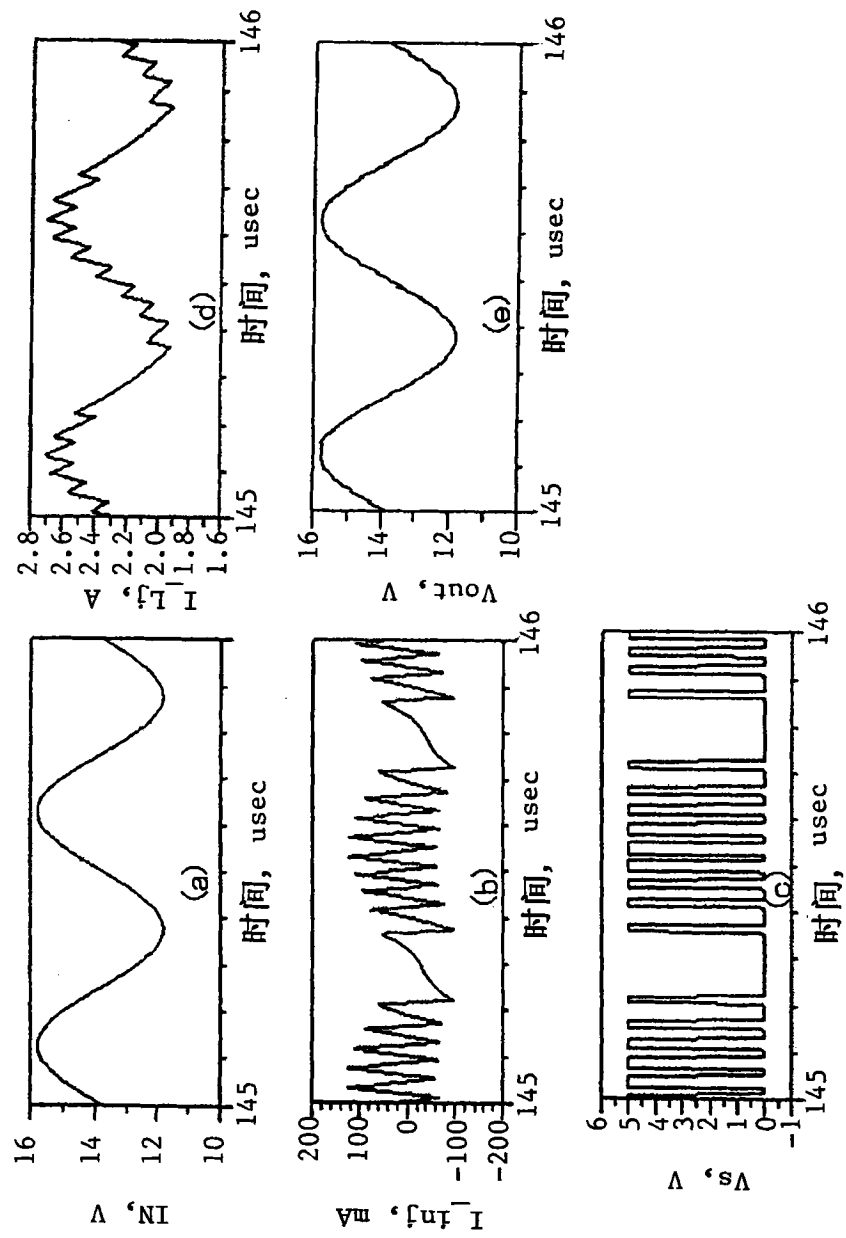


图 7

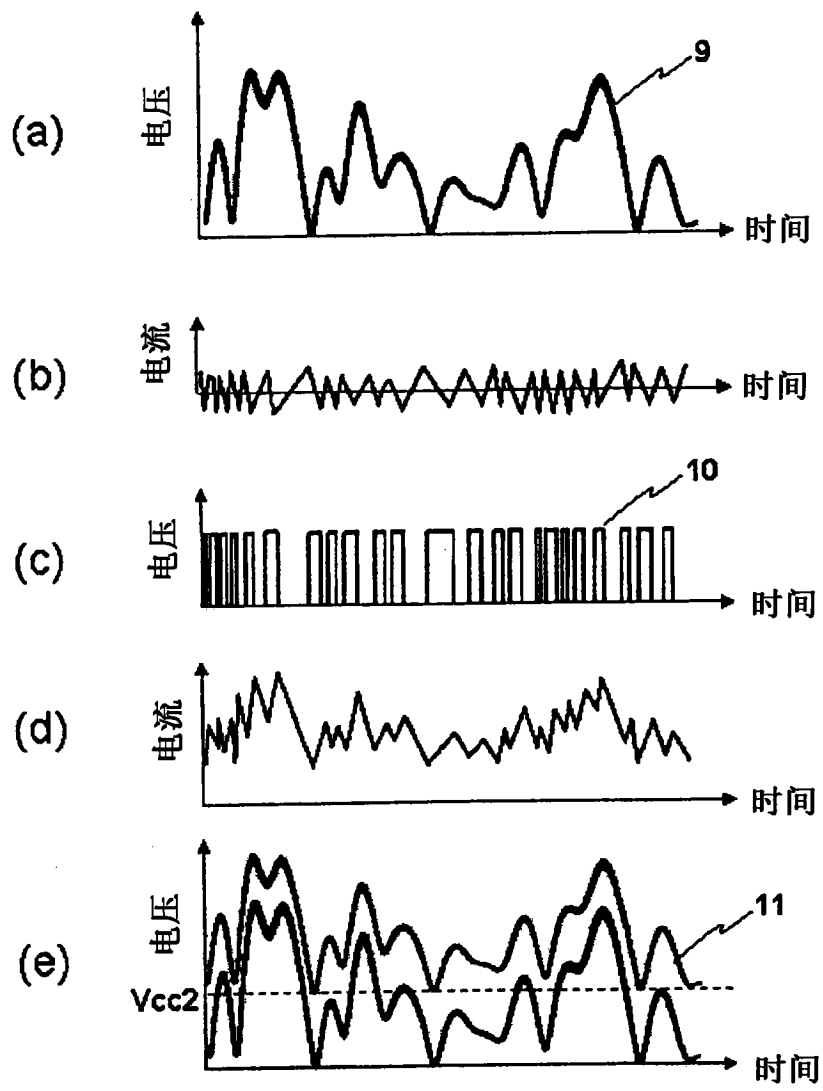


图 8

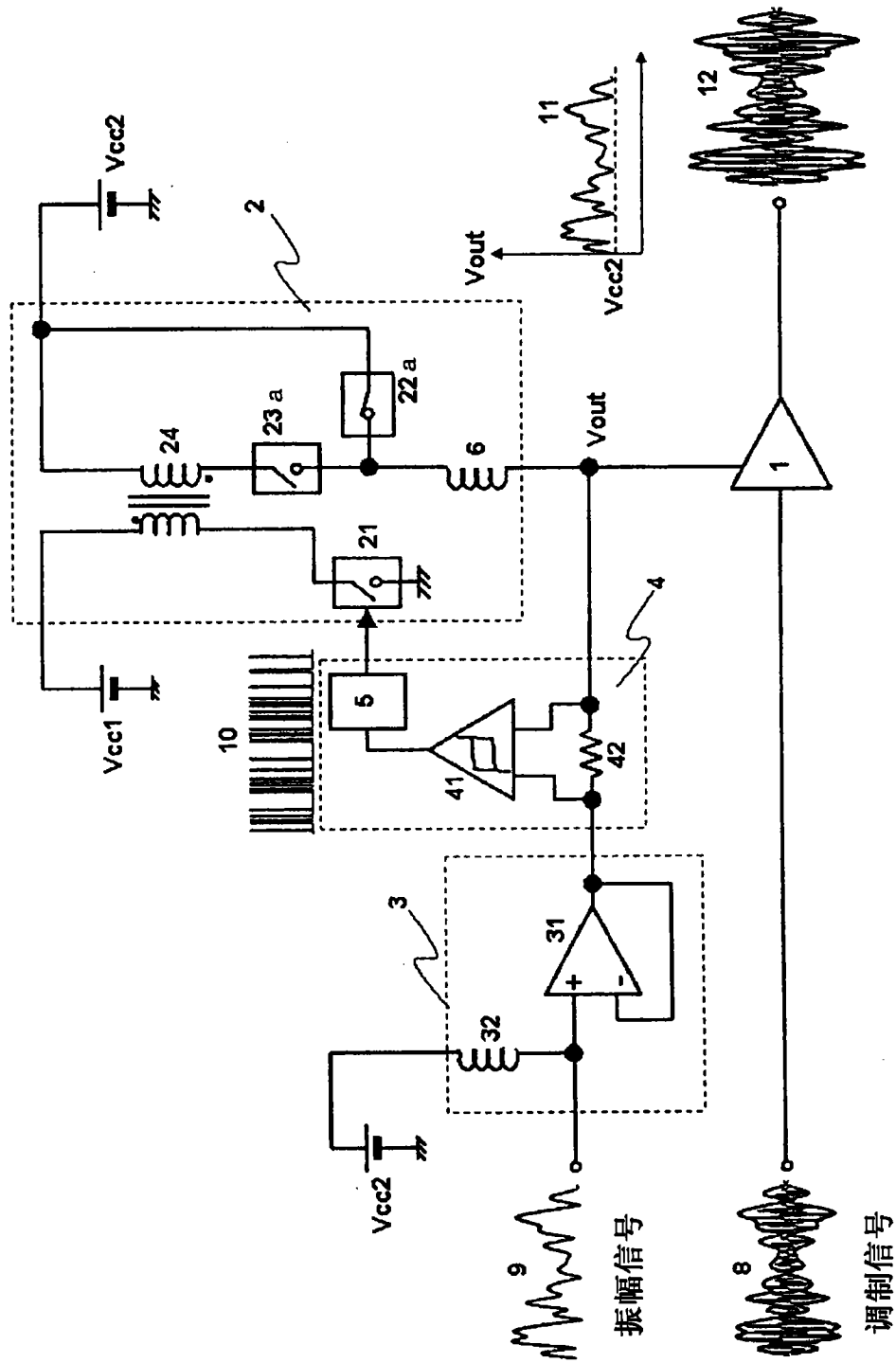


图 9

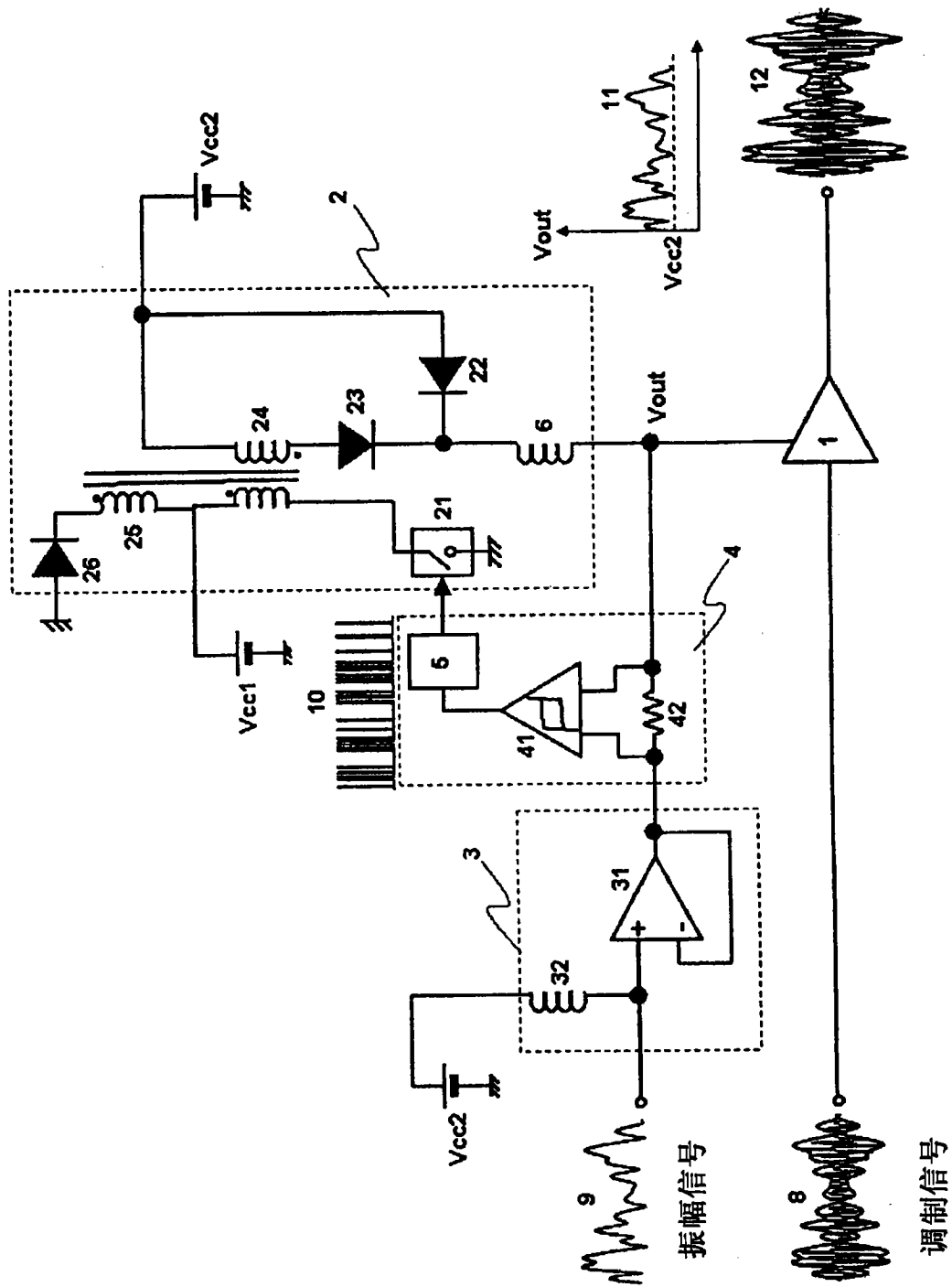


图 10

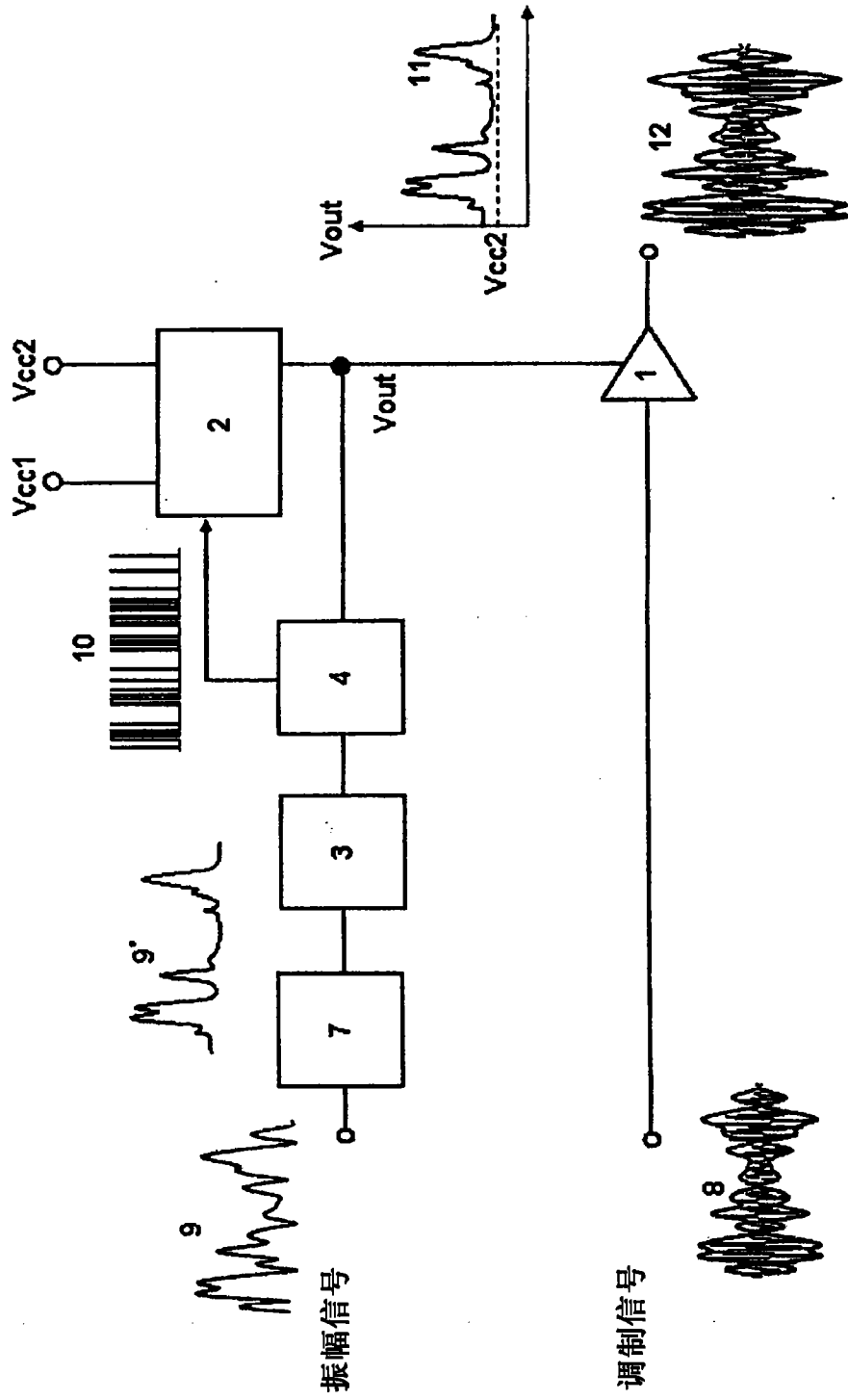


图 11

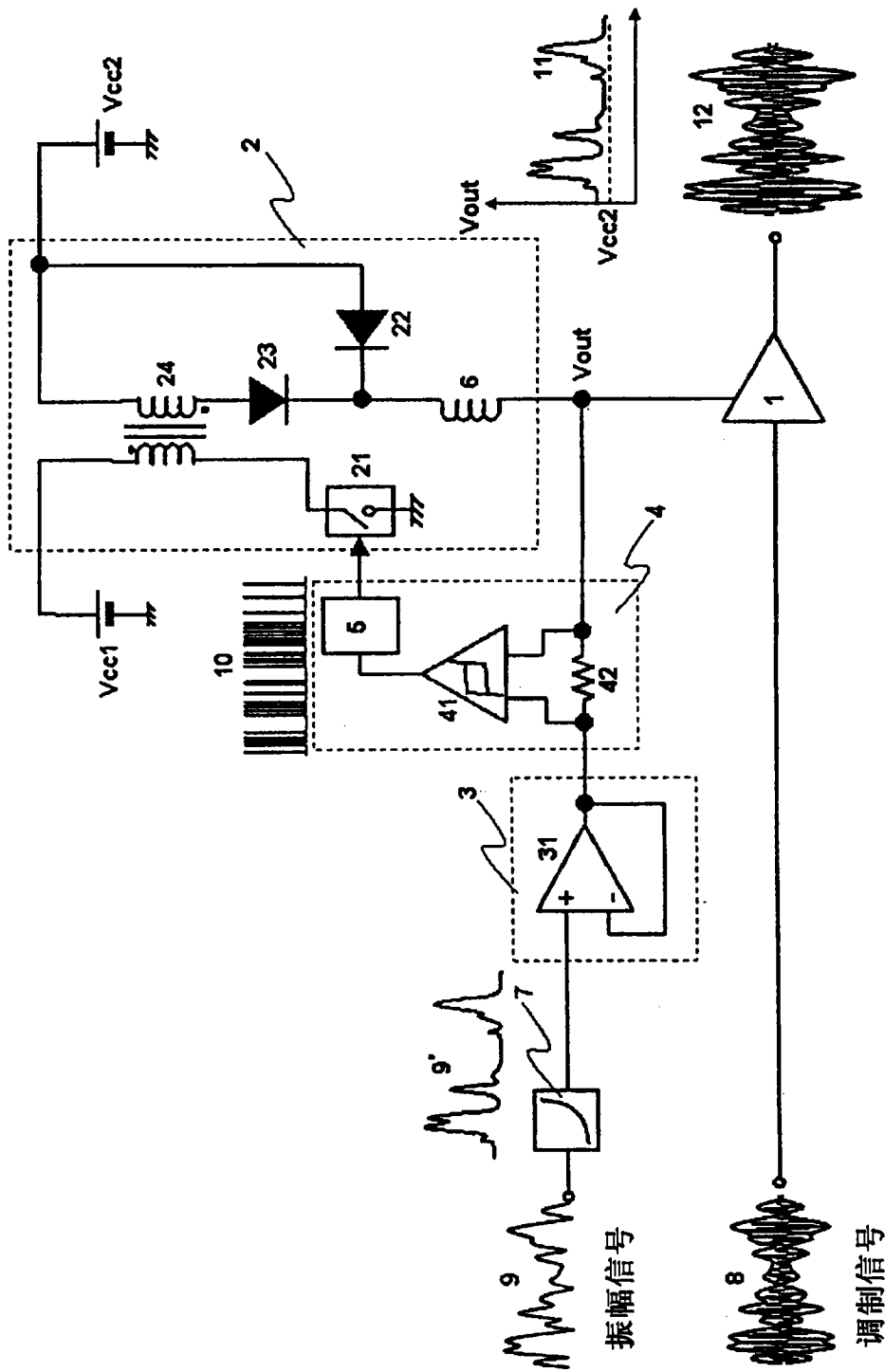


图 12

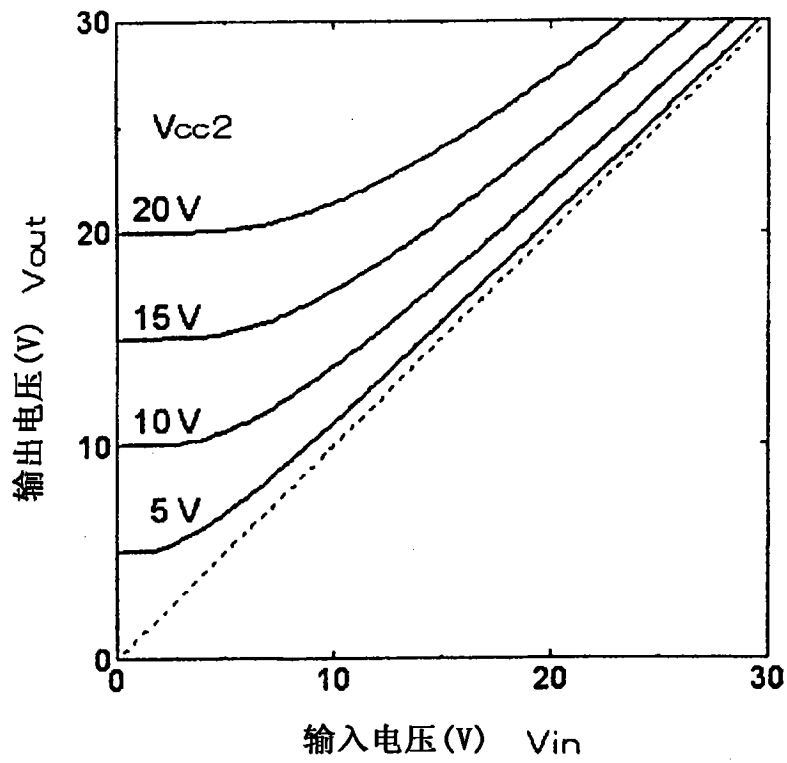


图 13

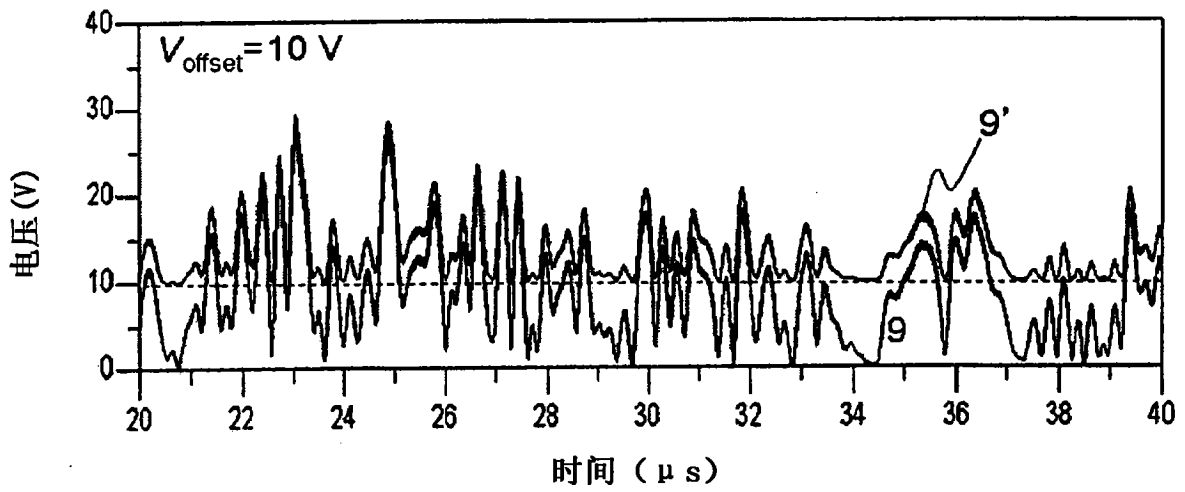


图 14

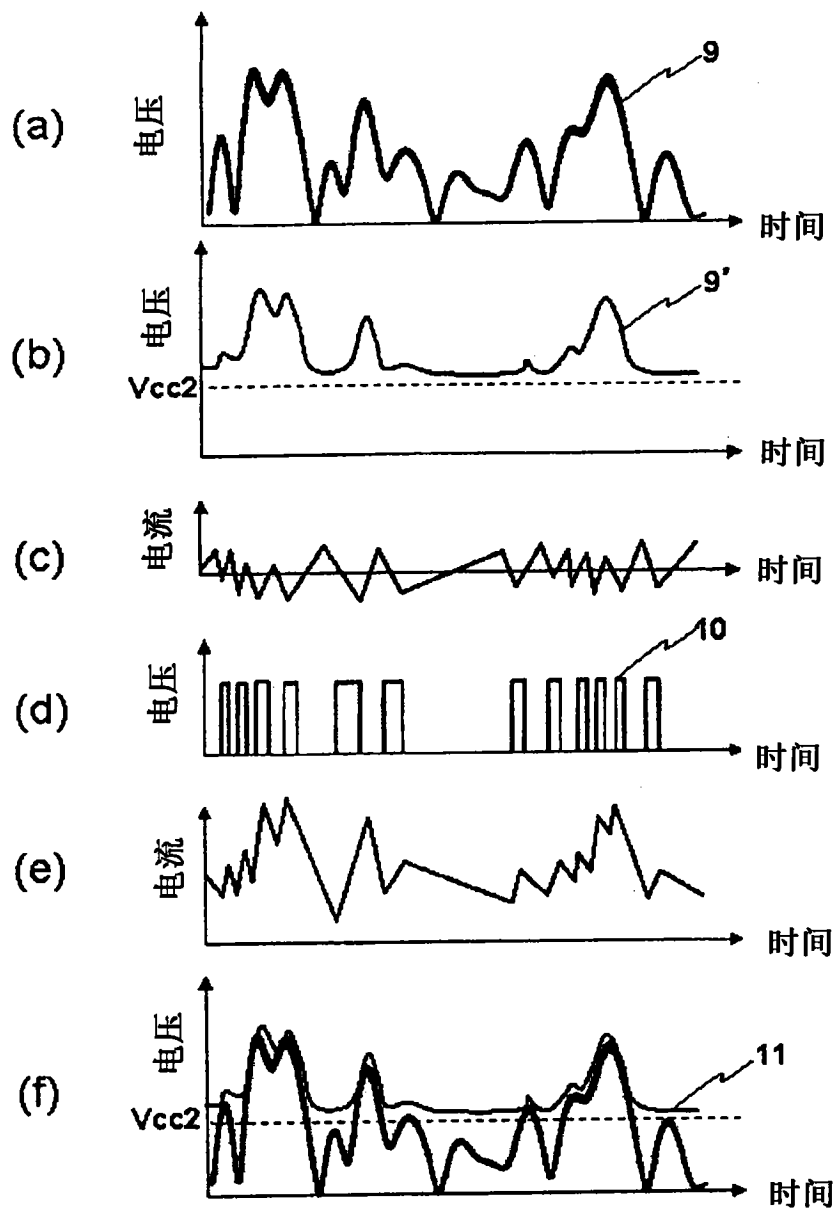


图 15

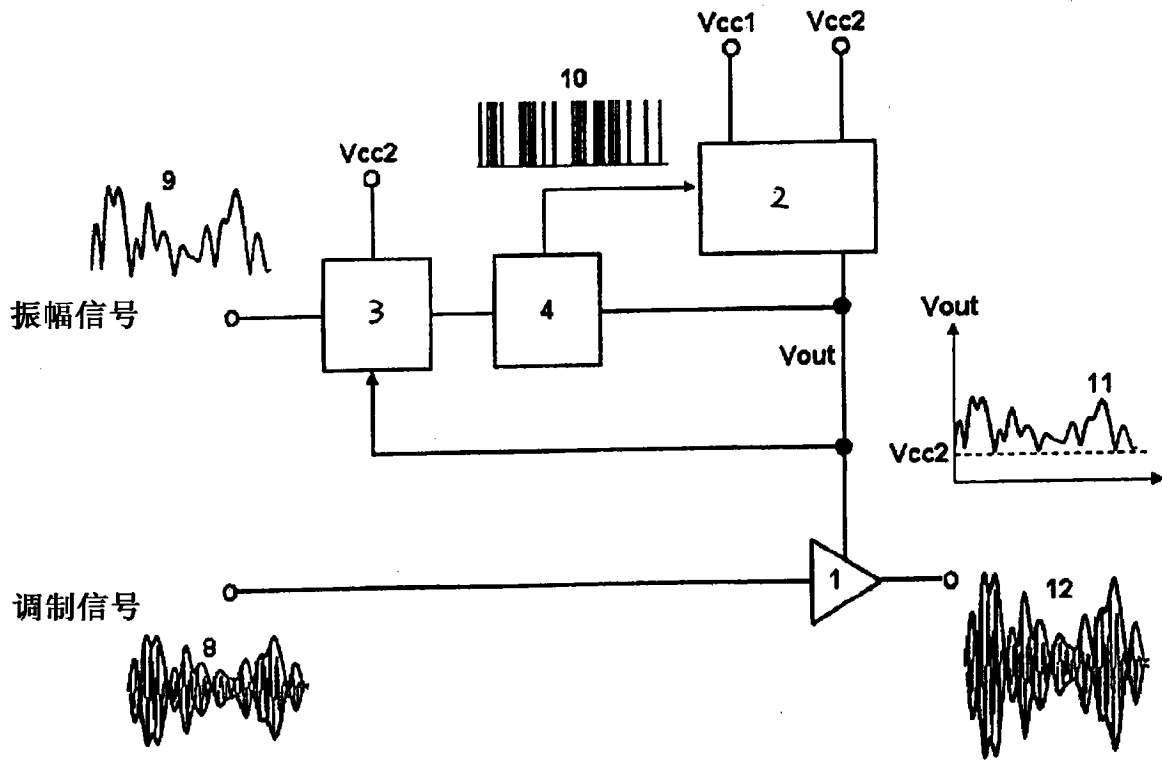


图 16

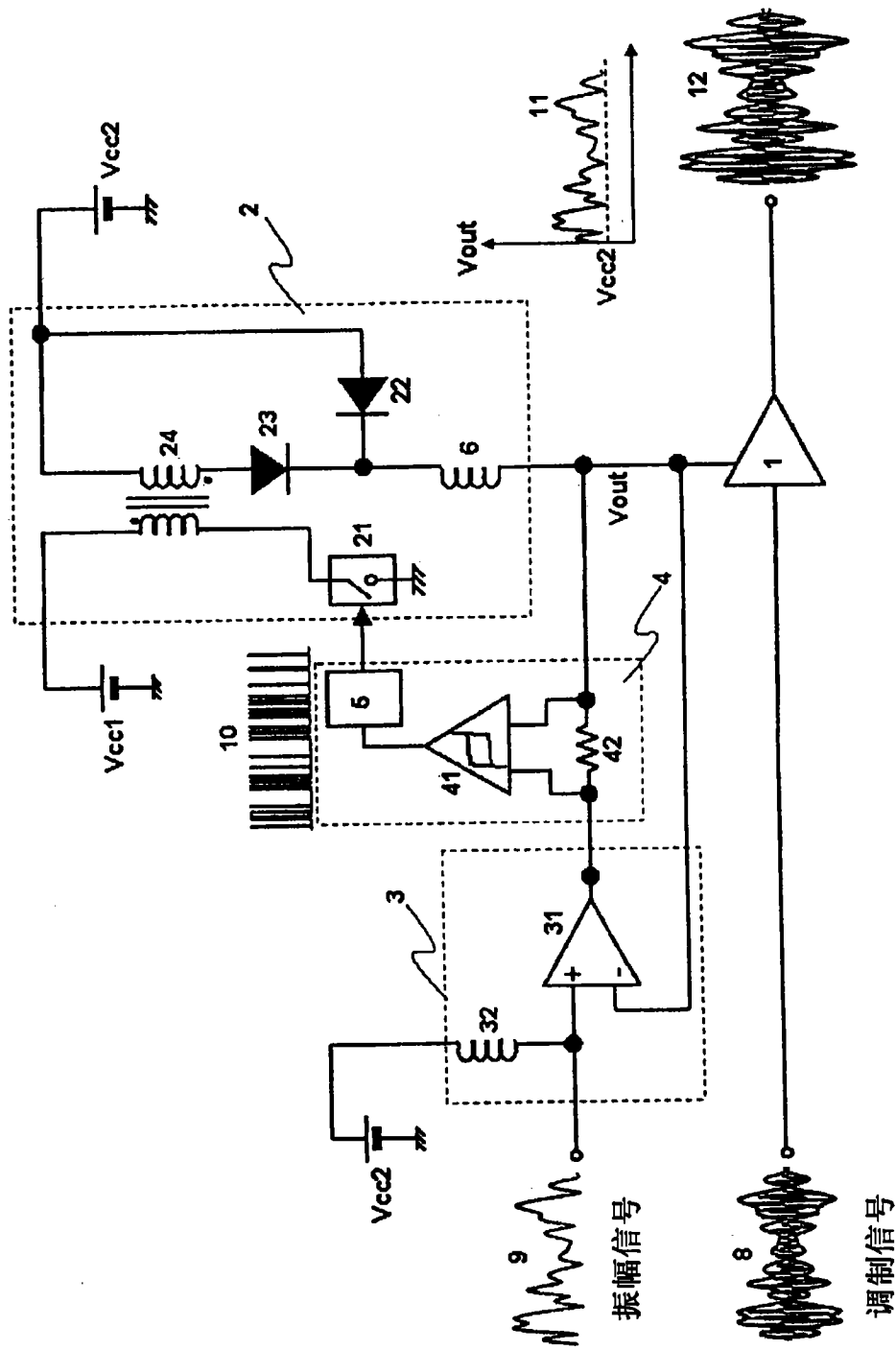


图 17