



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110708026 B

(45) 授权公告日 2023. 08. 18

(21) 申请号 201911066474.5

(22) 申请日 2014.01.31

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110708026 A

(43) 申请公布日 2020.01.17

(30) 优先权数据
13018528 2013.02.01 GB

(62) 分案原申请数据
201480018288.3 2014.01.31

(73) 专利权人 追踪有限公司
地址 美国加利福尼亚

(72) 发明人 杰勒德·温彭尼

(74) 专利代理机构 北京市金杜律师事务所
11256

专利代理师 王茂华

(51) Int. Cl.
H03F 1/48 (2006.01)
H03F 1/56 (2006.01)
H03F 1/02 (2006.01)
H03F 3/21 (2006.01)
H03G 3/30 (2006.01)

(56) 对比文件
CN 102684494 A, 2012.09.19
US 2009289720 A1, 2009.11.26
JP 2010213227 A, 2010.09.24
US 2011089990 A1, 2011.04.21

审查员 王苏

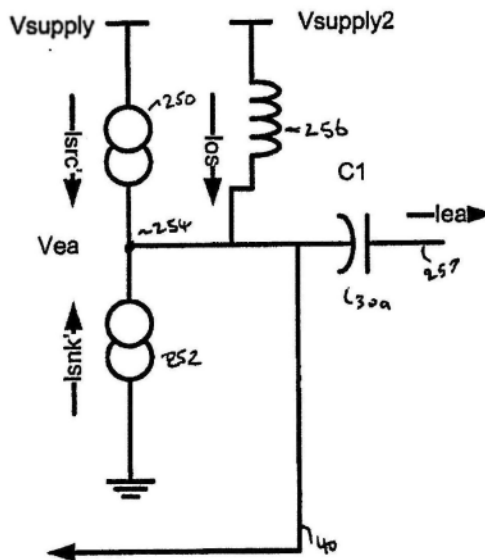
权利要求书1页 说明书6页 附图9页

(54) 发明名称

改进效率的包络跟踪调制器的线性放大器

(57) 摘要

本申请涉及改进效率的包络跟踪调制器的线性放大器。本发明揭示一种包络跟踪电源，其经布置以产生依赖于参考信号的调制供电电压，所述包络跟踪电源包括用于跟踪所述参考信号的低频变化的第一路径及用于跟踪所述参考信号的高频变化的第二路径，所述第二路径包含线性放大器，其中所述线性放大器的输出包括连接到高频输出的电流源及电流吸收器，在所述高频输出处进一步提供DC补偿电流。



1. 一种包络跟踪电源,其经布置以产生依赖于参考信号的调制供电电压,所述包络跟踪电源包括:

第一路径,其用于跟踪所述参考信号的低频变化;及

第二路径,其用于跟踪所述参考信号的高频变化,所述第二路径包括:

连接到高频输出的电流源(250)和电流吸收器(252),

另外电压电源,其用以产生第二供电电压以产生在所述高频输出处提供的补偿电流,

信号处理块,所述信号处理块被配置为感测所述电流源和所述电流吸收器中耗散的功率之间的功率差,以及

积分器,所述积分器被配置为对所感测的功率差进行积分以控制所述另外电压电源。

2. 根据权利要求1所述的包络跟踪电源,其中依赖于输入电压波形而确定所述补偿电流。

3. 根据权利要求2所述的包络跟踪电源,其中依赖于所述输入电压波形与所述输入电压波形的平均值之间的差而确定所述补偿电流。

4. 根据权利要求1所述的包络跟踪电源,其中所述另外电压电源包括开关模式转换器(810)。

5. 根据权利要求1所述的包络跟踪电源,其中选择所述补偿电流以最小化在所述电流源(250)和所述电流吸收器(252)中耗散的所述功率,或者其中通过连接在所述另外电压电源和所述高频输出之间的电感器而提供所述补偿电流。

6. 根据权利要求1所述的包络跟踪电源,其中感测所述功率差包括测量用于产生所述补偿电流、输出电压、源电流和吸收器电流的供电电压。

7. 一种包络跟踪电源,其经布置以产生依赖于参考信号的调制供电电压,所述包络跟踪电源包括用于跟踪所述参考信号的低频变化的第一路径及用于跟踪所述参考信号的高频变化的第二路径,所述第二路径包括连接到高频输出的电流源(250)和电流吸收器(252),在所述高频输出处进一步提供补偿电流,其中依赖于输入电压波形与所述输入电压波形的平均值之间的差而确定目标补偿电流。

8. 根据权利要求7所述的包络跟踪电源,其中所述目标补偿电流与测定补偿电流之间的误差被积分并用于控制开关模式转换器以产生第二供电电压以产生所述补偿电流。

9. 根据权利要求7所述的包络跟踪电源,其中所述第二路径进一步包括用以产生第二供电电压以产生在所述高频输出处提供的所述补偿电流的另外电压电源。

10. 一种用于移动通信系统的RF放大器或者移动装置,或者用于移动通信系统的基础结构元件,包含根据权利要求1至9中任一权利要求所述的包络跟踪电源。

改进效率的包络跟踪调制器的线性放大器

[0001] 分案申请的相关信息

[0002] 本案是分案申请。该分案的母案是申请日为2014年01月31日、申请号为201480018288.3、发明名称为“改进效率的包络跟踪调制器的线性放大器”的发明专利申请案。

技术领域

[0003] 本发明涉及适合于射频功率放大器应用的包络跟踪调制电源。本发明尤其涉及此类电源,其中使用参考信号作为到低频路径及高频路径的输入,且其中每一路径产生单独输出,所述输出经组合以形成供电电压。

背景技术

[0004] 用于射频功率放大器的包络跟踪电源在所属领域是众所周知的。通常基于待放大的输入信号的包络而产生参考信号。包络跟踪电源产生用于跟踪参考信号的功率放大器的供电电压。

[0005] 图1展示现有技术包络跟踪(ET)调制器架构,其中分频器12用于将线10上的传入包络参考信号分成线14上的高频(HF)路径信号及线16上的低频(LF)路径信号。分频器12可包含低频路径中的低通滤波器18及高频路径中的高通滤波器20。线16上的LF路径中的信号是由高效开关模式放大器22放大,且线14上的HF路径中的信号是由宽带线性放大器24放大。频率选择性组合器26用于组合放大后的在LF及HF路径中的信号。在图1中,组合器26被说明为包含低频路径中的低频组合元件(及高频闭锁元件)28,及高频路径中的高频组合元件(及低频闭锁元件)30。线32上的来自组合器26的经组合信号提供馈送到负载34,负载34是出于实例的目的而被说明为电阻器。在典型应用中,负载为功率放大器(PA),且参考信号是源自于待由功率放大器放大的输入信号。

[0006] 合并例如图1所说明的供电架构的功率放大器系统的实例可发现于尤西菲札德罕(Yousefzadeh)等人的“线性辅助开关功率放大器中的带分离及效率优化(Band Separation and Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Amplifiers)”,[IEEE电力电子专家会议(IEEE Power Electronics Specialists Conference),2006年]。

[0007] 图2展示替代现有技术布置,其中频率选择性组合器26为电感器-电容器(LC)组合器。低频组合元件为电感器28a,且高频组合元件为电容器30a。在此布置中,反馈路径36将线32上的来自组合器(或调制器)输出的信号带到线性放大器24的输入。由减法器38从线14上的高频路径中的信号中减去反馈路径36上的信号,以提供到线性放大器24的输入。包含反馈路径36会实现与图1的布置相比较有所改进的跟踪准确度。

[0008] 合并例如图2所说明的供电架构的功率放大器系统的实例可发现于尤西菲札德罕(Yousefzadeh)等人的“用于RF功率放大器中的包络跟踪的线性辅助开关功率转换器的效率优化(Efficiency Optimisation in Linear-Assisted Switching Power Converters

for Envelope Tracking in RF Power Amplifiers”,[关于电路及系统的IEEE专题研讨会(IEEE Symposium on Circuits and Systems),2005年]。

[0009] 本发明的目标是提供一种与现有技术(例如,图1及2的布置)相比有所改进的包络跟踪调制电源。

发明内容

[0010] 本发明提供一种包络跟踪电源,其经布置以产生依赖于参考信号的调制供电电压,所述包络跟踪电源包括用于跟踪所述参考信号的低频变化的第一路径及用于跟踪所述参考信号的高频变化的第二路径,所述第二路径包含线性放大器,其中所述线性放大器的输出级包括连接到所述高频输出的电流源及电流吸收器,在所述高频输出处进一步提供DC补偿电流。

[0011] 可选择所述DC补偿电流以最小化所述线性放大器的所述输出级中耗散的功率。

[0012] 所述DC补偿电流可源自于低于输出级电压电源的另外电压电源。

[0013] 所述DC补偿电流可经由连接在所述另外电源与所述高频输出之间的电感器而提供。

[0014] 所述包络跟踪电源可进一步包括感测输出中的功率差,及积分所述经感测功率差以控制开关模式转换器以产生第二供电电压以产生所述DC补偿电流。感测所述功率差可包括测量用于产生所述DC补偿电流、输出电压、源电流及吸收电流的供电电压。

[0015] 可依赖于输入电压波形与输入波形电压的最大及最小电压电平的减半和之间的差而确定目标DC补偿电流。可积分及使用所述目标DC补偿电流与测定DC补偿电流之间的误差以控制开关模式转换器以产生第二供电电压以产生所述DC补偿电流。

[0016] 一种RF放大器可包含包络跟踪电源。

[0017] 一种用于移动通信系统的移动装置可包含包络跟踪电源。

[0018] 一种用于移动通信系统的基础结构元件可包含包络跟踪电源。

[0019] 本发明进一步提供一种用于包络跟踪电源的方法,所述包络跟踪电源经布置以产生依赖于参考信号的调制供电电压,所述方法包括提供用于跟踪所述参考信号的低频变化的第一路径及提供用于跟踪所述参考信号的高频变化的第二路径,所述第二路径包含线性放大器,其中所述线性放大器的输出级包括连接到所述高频输出的电流源及电流吸收器,所述方法进一步包括在所述高频输出处提供DC补偿电流。

附图说明

[0020] 现在参考附图而作为实例来描述本发明,在图中:

[0021] 图1说明具有高频路径及低频路径的现有技术包络跟踪调制电源;

[0022] 图2说明在高频路径中合并反馈的现有技术包络跟踪调制电源;

[0023] 图3说明根据图1或图2的布置的线性放大器的输出的经修改实施方案;

[0024] 图4(a)到图4(c)说明图3的布置中的电流;

[0025] 图5说明根据本发明的实施例的图1或图2的布置中的线性放大器的输出的实施方案;

[0026] 图6(a)到图6(c)说明图5的布置中的电流;

[0027] 图7(a)及图7(b)说明图3及5的布置中的波形绘图；

[0028] 图8说明根据本发明的示范性实施例的图1或图2的布置中的线性放大器的输出的实施方案；及

[0029] 图9说明根据本发明的另一示范性实施例的图1或图2的布置中的线性放大器的输出的实施方案。

具体实施方式

[0030] 在以下描述中，参考示范性实施例及实施方案来描述本发明。本发明不限于如所陈述的任何布置的特定细节，提供所述特定细节是出于理解本发明的目的。

[0031] 本发明的实施例可应用于高频路径中的线性放大器的不同反馈架构。本发明及其实施例不限于高频路径中的特定反馈布置。举例来说，在图2的前述说明中，说明其中线性放大器从组合器的输出接收反馈的布置。举例来说，本发明也可应用于其中线性放大器在到组合器的输入处从线性放大器的输出接收反馈且其中含有线性放大器的路径不包含高频滤波器(例如，图2中的滤波器20)的布置，线性放大器路径接收全谱参考信号。

[0032] 一般来说，在如图2所说明的混合包络跟踪调制器(即，使用开关模式放大器及线性放大器的架构)中，在线性放大器的输出级中发生显著比例的总调制器功率耗散。

[0033] 此可参考图3加以理解，图3说明线性放大器24类别B输出级的示范性实施方案。如所说明，电流源250连接在供电电压 V_{SUPPLY} 与公共节点254之间，且电流吸收器252连接在公共节点254与电接地 V_{GND} 之间。瞬时源电流 I_{SRC} 在电流源元件250中流动，且瞬时电流 I_{SNK} 在电流吸收器元件252中流动。在任何给定时刻，电流在源装置250或吸收装置252中流动，且非作用装置中的电流为零。在节点254处形成输出电压 V_{EA} 。图2的组合器电容器30a被说明为连接在节点254与组合器的输出之间。电流 I_{EA} 在组合器电容器30a中流动。

[0034] 出于实例的目的，图3的布置展示反馈路径40，其表示从线性放大器的输出(在组合器之前)到线性放大器的输入的反馈。本文中对所述反馈不进行更详细的描述，这是因为其不形成本发明的部分。反馈路径中的电流被假定为足够低以予以忽略。

[0035] 无DC电流可流过组合器电容器30a。因此，在图3的现有技术布置中，来自电流源250的平均源电流 I_{SRC} 的值必须等于来自电流吸收器252的平均吸收电流 I_{SNK} 的值。

[0036] 一般来说，由线性放大器24提供的所需调制器输出电压通常可展现显著不对称，且此又引起线性放大器24的输出电流 I_{EA} 的不对称。

[0037] 由图4(a)的波形说明此情况，图4(a)展示输出电流 I_{EA} 相对于时间的绘图。高于零电平302的电流表示在源晶体管250中流动的输出正电流，且低于零电平302的电流表示在吸收晶体管252中流动的输出负电流。经组合的源电流及吸收电流表示输出电流 I_{EA} 。

[0038] 平均源电流 I_{SRC} 及吸收电流 I_{SNK} 中的每一者的值相等，如图4(b)及图4(c)所展示，图4(b)及4(c)展示源电流及吸收电流相对于时间的绘图。

[0039] 图4(b)中的线304展示源装置250中的平均电流，且图4(c)中的线306展示吸收装置252中的平均电流。源装置250中的平均电流等于吸收装置252中的平均电流。

[0040] 然而，在如所展示的实例中，上部装置(电流源250)中耗散的功率比下部装置(电流吸收器252)中耗散的功率大得多。此功率耗散不等性是归因于波形不对称且跨越上部(源)装置引起高得多的电压。

[0041] 因此可看出,针对图3的输出拓扑而使平均吸收电流等于平均源电流的必要性是不利的。

[0042] 根据本发明的优选实施例,使用额外电压电源以经由电感器将DC(或低频)补偿电流添加到线性放大器24的输出节点。因此不再要求平均源电流等于平均吸收电流。

[0043] 图5展示此类经修改拓扑。修改图3的布置,使得电感器256包含在第二供电电压 $V_{\text{SUPPLY}2}$ 与节点254之间。电感器256提供补偿电流 I_{OS} ,补偿电流 I_{OS} 从电压电源 $V_{\text{SUPPLY}2}$ 在电感器256中流动。

[0044] 电流源250中的瞬时电流经修改为 $I_{\text{SRC}'}$,且电流吸收器252中的瞬时电流为 $I_{\text{SNK}'}$ 。输出电流 I_{EA} 在输出电容器30a中流动,且在节点254处形成输出电压 V_{EA} 。

[0045] 图6(a)的波形展示线性放大器24的输出电流 I_{EA} ,其与图4(a)所展示的输出电流相同。因此,根据本发明,线性放大器的输出电流 I_{EA} 不变。如图6(a)所说明,输出电流的在线602之上的部分是由源晶体管250提供。输出电流的在线602之下的部分是由吸收晶体管252提供。

[0046] 图6(b)及图6(c)展示分别来自电流源元件250及电流吸收器元件252的经修改的源电流 $I_{\text{SRC}'}$ 及吸收电流 $I_{\text{SNK}'}$ 。在所展示的实例中,经修改的源电流 $I_{\text{SRC}'}$ 是通过补偿电流 I_{OS} 而减小,且经修改的吸收电流 $I_{\text{SNK}'}$ 是通过补偿电流 I_{OS} 而增加。相应图6(b)及图6(c)中的线604及606表示在相应源晶体管及吸收晶体管中流动的经修改的平均电流。

[0047] 如所说明,通过比较图4(b)及4(c)与图6(b)及图6(c),经由电感器256供应的额外补偿电流 I_{OS} 的效果是通过 I_{OS} 将平均源电流从 I_{SRC} 减少到 $I_{\text{SRC}'}$,且通过 I_{OS} 将平均吸收电流从 I_{SNK} 增加到 $I_{\text{SNK}'}$ 。此减少电流源250中耗散的功率且增加电流吸收器252中耗散的功率。

[0048] 图7(a)展示分别在输出级源电流装置250及吸收电流装置252中的耗散702、704,及总耗散706,其针对图5的布置随补偿电流 I_{OS} 而变。

[0049] 可看出,对于所说明的特定波形,图7(a)中的最小耗散比不具有补偿电流的耗散小约20%。此耗散差强烈地依赖于波形不对称,且针对更不对称的波形而较大。

[0050] 不能容易地直接测量源装置250及吸收装置252中的瞬时功率耗散,但皆可容易地测量通过源装置250及吸收装置252的平均电流及平均输出电压。因此,有可能使用这些平均参数将‘经感测’功率计算为耗散功率的代理。

[0051] 图7(b)展示针对源装置710、吸收装置708及总的经感测功率712的经感测功率。

[0052] 电感器256理想地具有零DC电阻,因此,电感器256的两个端子处的DC电压相同。

[0053] 参考图5,可将经感测源功率计算为:

$$[0054] \text{avg}(V_{\text{SUPPLY}} - V_{\text{EA}}) \times \text{avg}(I_{\text{SRC}'})$$

[0055] 可将经感测吸收功率计算为:

$$[0056] \text{avg}(V_{\text{EA}}) \times \text{avg}(I_{\text{SNK}'})$$

[0057] 其中:

[0058] V_{SUPPLY} = 施加到馈送电感器的供电电压;

[0059] V_{EA} = 级的输出电压;

[0060] $\text{avg}(I_{\text{SRC}'})$ = 平均源电流;及

[0061] $\text{avg}(I_{\text{SNK}'})$ = 平均吸收电流。

[0062] 在与最小耗散功率相同的补偿电流值下发生总的经感测功率中的最小功率(如图

7(a)和图7(b)所展示),因此,最小化经感测功率会最大化供电调制器的效率。

[0063] 图5中的额外电压电源 V_{SUPPLY2} 被假定为使用高效功率转换器而产生,且馈送电感器256中的功率损耗被假定为最小。

[0064] 图8展示用于产生补偿电流的直接技术,其中可使用负反馈回路以通过积分误差以对第二电源 V_{SUPPLY2} 的输出电压进行小调整来最小化两个经感测功率之间的差而最小化总的经感测功率。

[0065] 图8展示误差放大器的输出级,误差放大器包括电流源250、电流吸收器252,组合电容器30a及DC电流补偿馈送电感器256。供电电压 V_{SUPPLY2} 是由开关模式转换器810提供,开关模式转换器810连接到由参考数字814表示的供电电压 V_{SUPPLY} 。

[0066] 到开关模式转换器810的输入是由积分器816提供。到积分器816的输入是由信号处理块820提供,信号处理块820基于第二供电电压 V_{supply2} 、平均输出电压 V_{ea} 及源电流 I_{SRC} 与吸收电流 I_{SNK} 的平均值而产生表示到积分器816的输入的线818上的经感测功率差的信号。

[0067] 控制补偿电流的间接方法利用所需要的补偿电流依赖于波形的不对称的事实。如果波形为对称的,那么平均电压处于波形的最小值与最大值的中间。如果平均电压小于波形的最小值与最大值中间的值,那么需要正补偿电流以最小化输出级功率耗散。类似地,如果平均电压大于波形的最小值与最大值中间的值,那么需要负补偿电流以最小化输出级耗散。

[0068] 图9展示用于实施此间接概念的控制回路。

[0069] 控制回路包含输出级的电流源250及电流吸收器252、组合电容器30a,及DC电流补偿馈送电感器256。电感器256经由电流感测电阻器800而连接到节点254。

[0070] 供电电压 V_{supply2} 是由开关模式转换器802提供,开关模式转换器802连接到由参考数字804表示的供电电压 V_{SUPPLY} 。

[0071] 到开关模式转换器的输入是由积分器806提供。所述积分器的第一输入是由减法器808提供,减法器808提供电压(在输入波形的最大值与最小值的中间的值(等于 $(V_{\text{max}}+V_{\text{min}})/2$))与输入波形 V_{in} 810之间的线812上的差以在到积分器806的第一输入处给予表示线844上的补偿电流目标的电压。到积分器806的第二输入是由电压源846提供,电压源846测量电阻器800中的电流且提供表示补偿电流的电压。

[0072] 将线844上的电流补偿目标设置为平均波形电压与中值波形电压之间的差,如上文所描述。目标补偿电流与测定补偿电流之间的误差是由积分器806积分且用于控制开关模式转换器802,开关模式转换器802产生第二供电电压 V_{SUPPLY2} ,第二供电电压 V_{SUPPLY2} 经由电感器256向线性放大器输出级供应补偿电流。

[0073] 补偿电流及第二电源的产生可(间接地及直接地两者)以多种方式来实现,且本发明不限于任何特定技术。

[0074] 如上文所论述,本发明可应用于调制电源的校正路径中的线性放大器(例如,图1或图2的线性放大器)的输出。

[0075] 此类调制电源可用于向RF放大器提供调制电源,所述RF放大器可包括图1或图2的负载。

[0076] RF放大器用于移动通信系统、无线装置及无线基础结构中。

[0077] 本发明及其实施例涉及将包络跟踪(ET)应用于射频(RF)功率放大器,且适用于包含在高频到微波频率下的蜂窝手机、无线基础结构及军用功率放大器应用的广泛范围的实施方案。

[0078] 本文中已参考实施例而作为实例来描述本发明。本发明不限于所描述的实施例,也不限于实施例中的特征的特定组合。可在本发明的范围内对实施例作出修改。本发明的范围是由所附权利要求书界定。

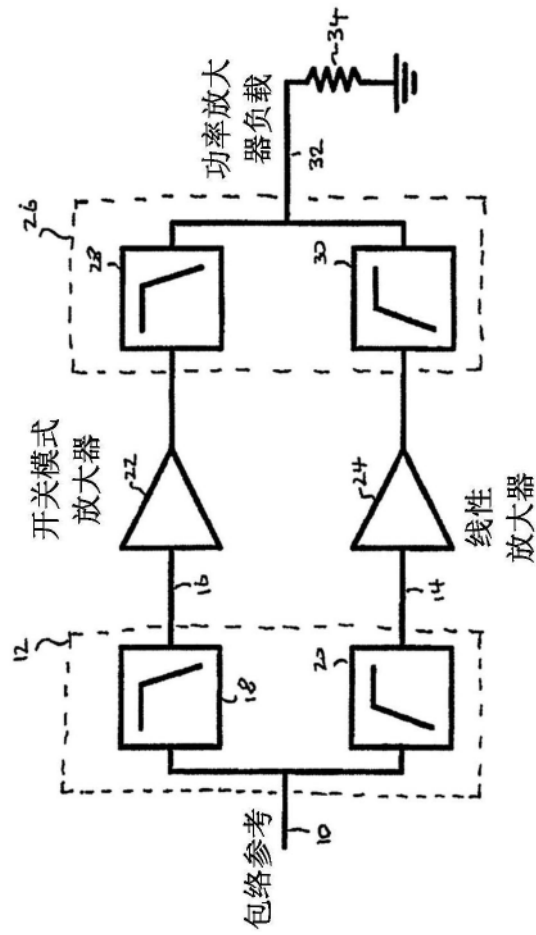


图1

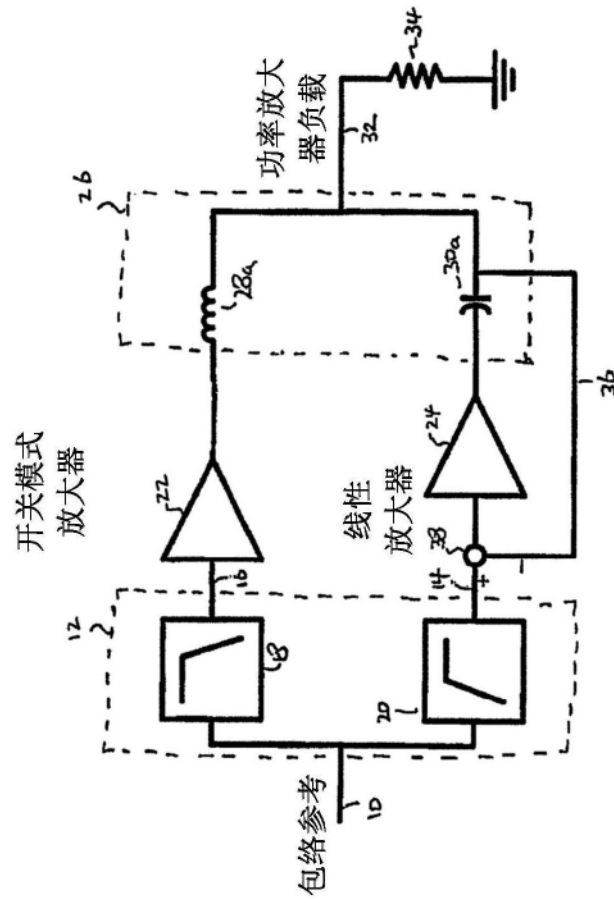


图2

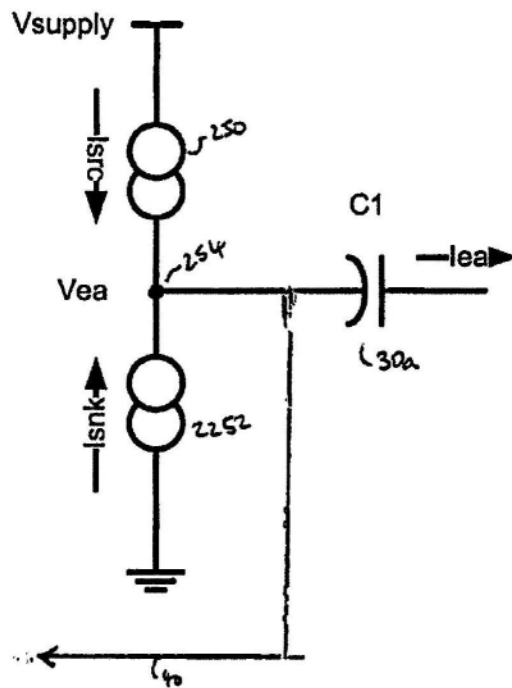


图3

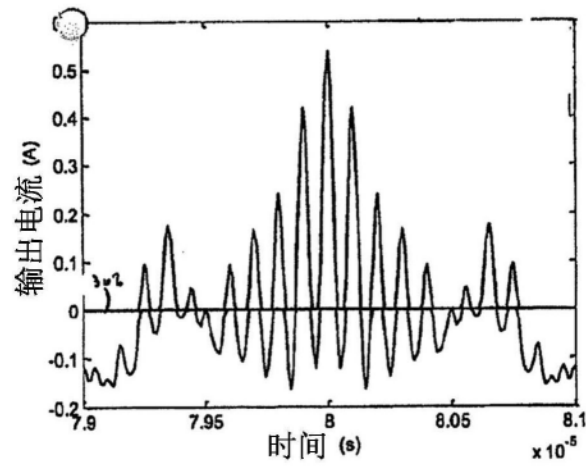


图4(a)

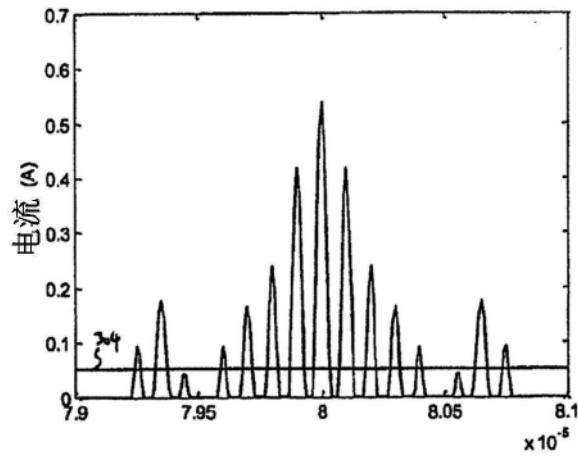


图4(b)

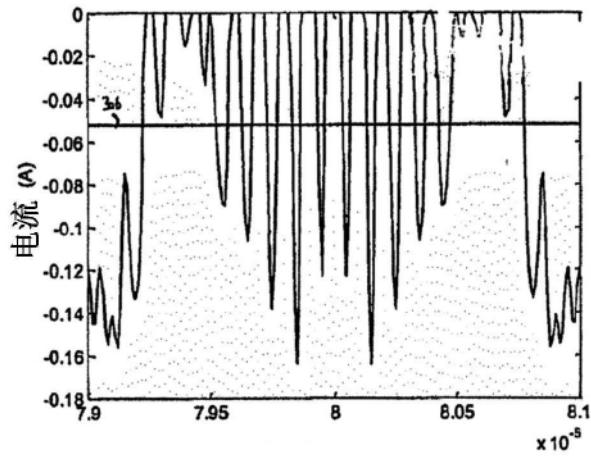


图4(c)

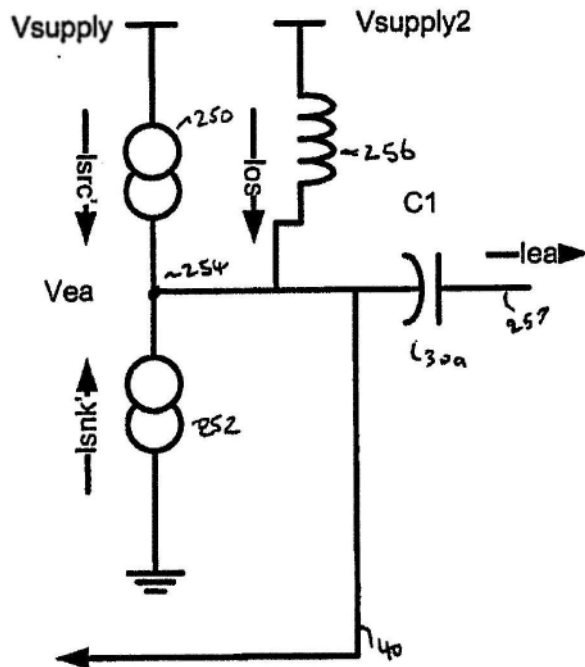


图5

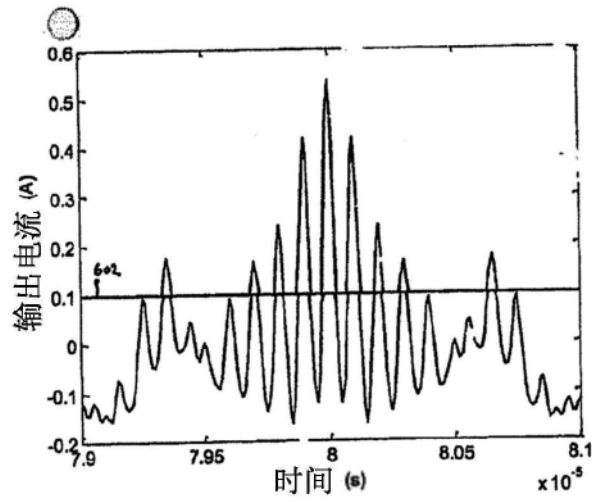


图6(a)

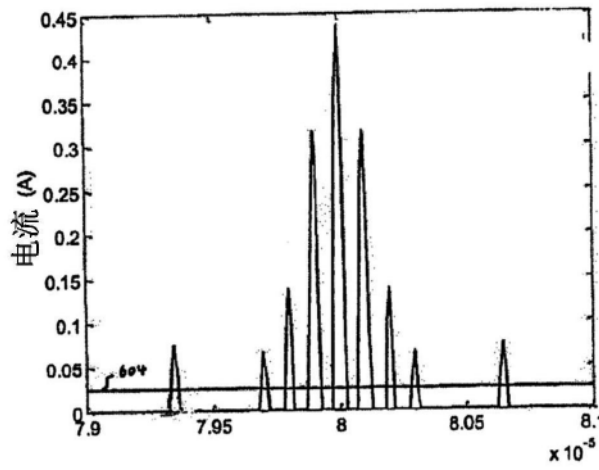


图6(b)

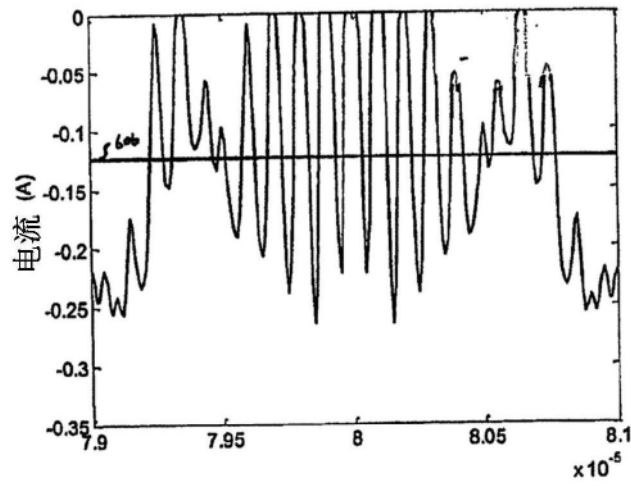


图6(c)

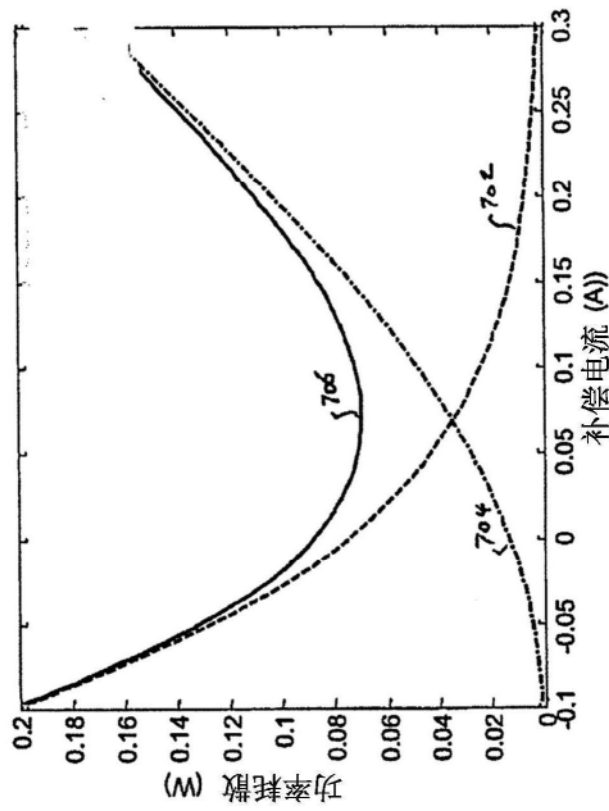


图7(a)

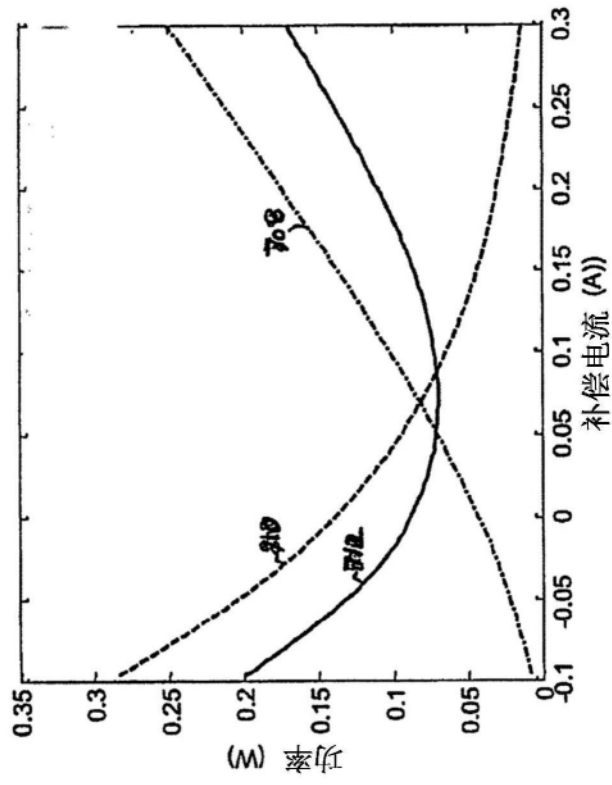


图7(b)

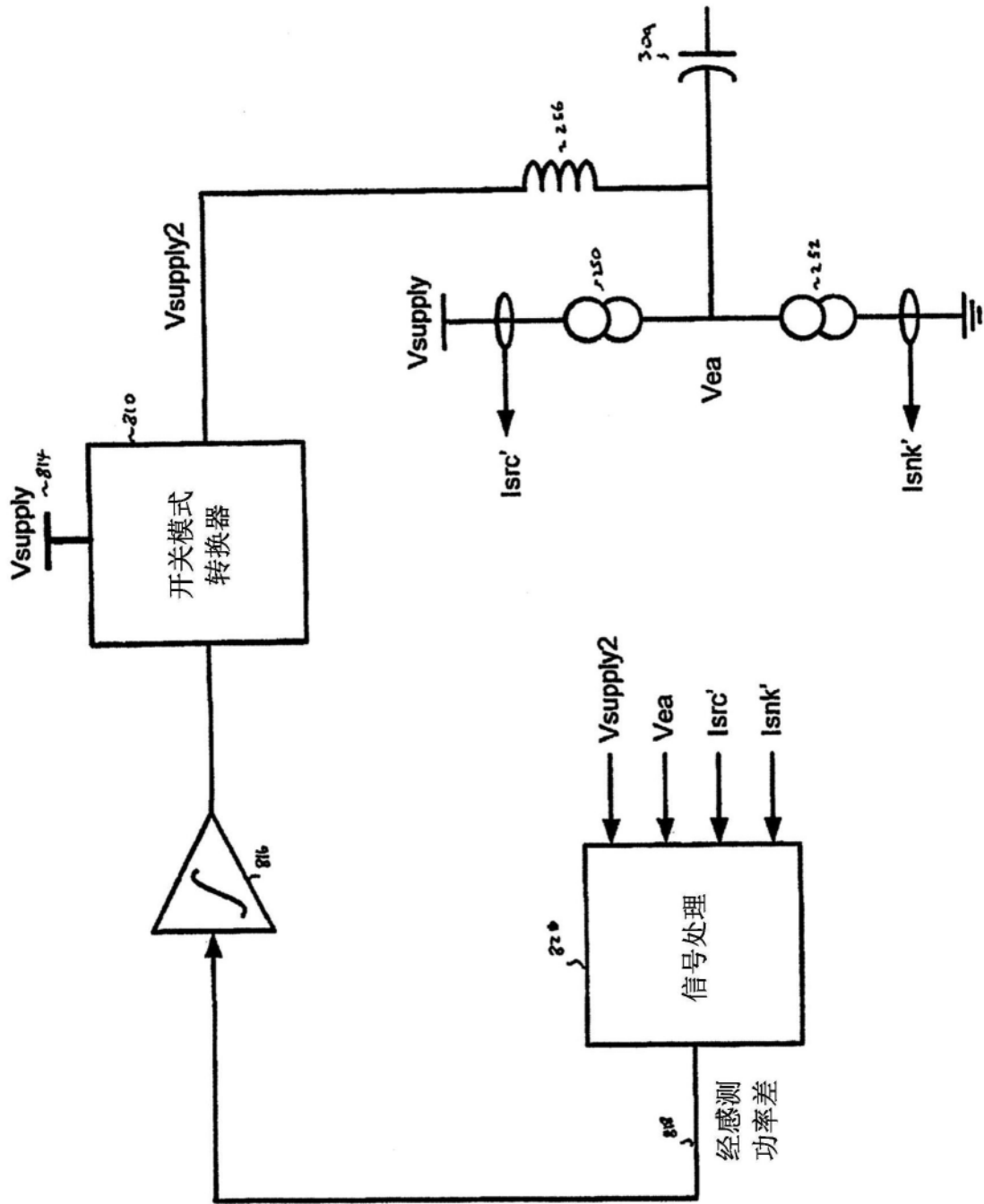


图8

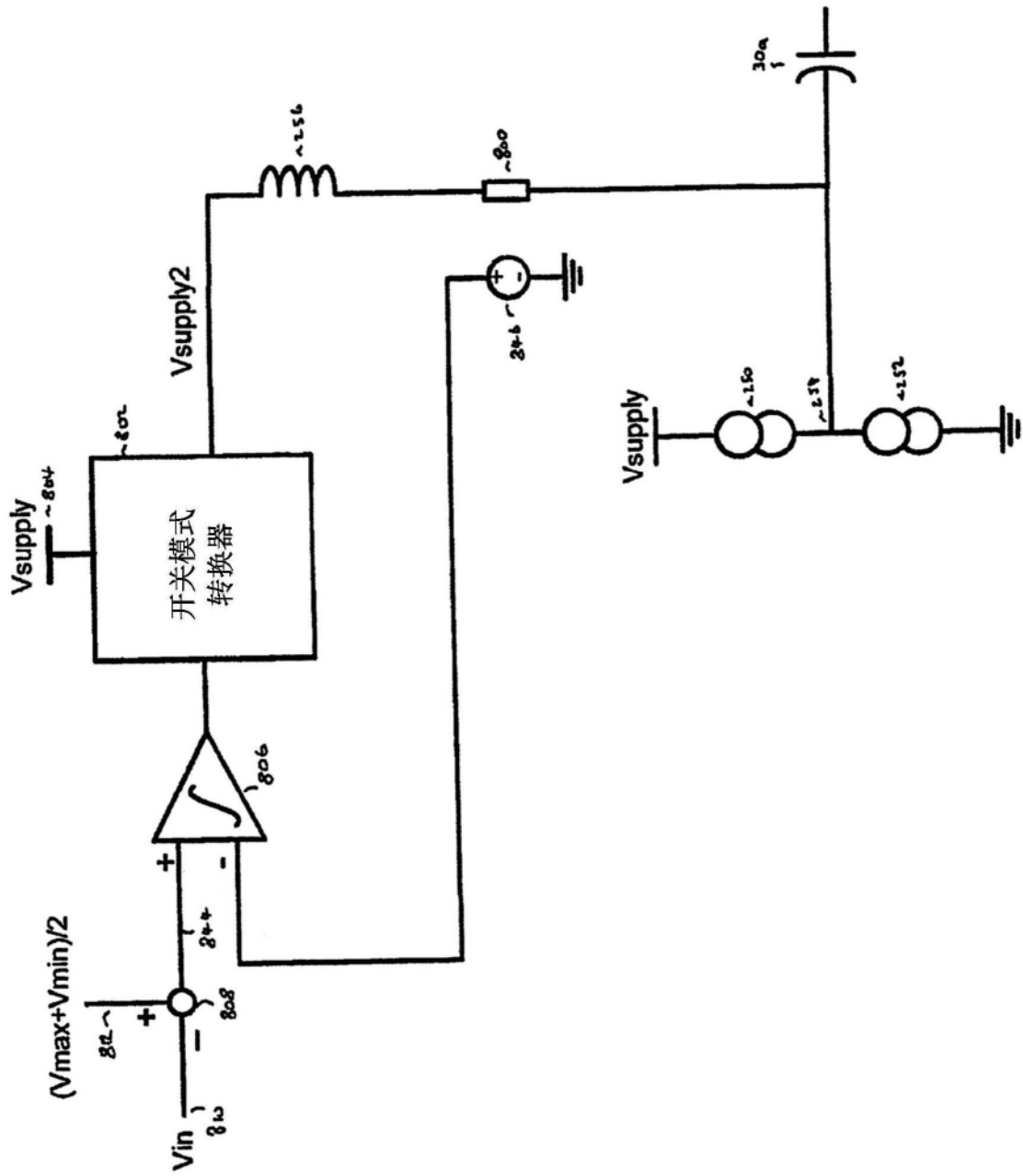


图9