



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104035012 A

(43) 申请公布日 2014. 09. 10

(21) 申请号 201410205747. 0

(22) 申请日 2014. 05. 15

(71) 申请人 国家电网公司

地址 100031 北京市西城区西长安街 86 号

申请人 国网天津市电力公司

(72) 发明人 殷军 郭浩 刘玄

(74) 专利代理机构 天津才智专利商标代理有限公司 12108

代理人 庞学欣

(51) Int. Cl.

G01R 31/14 (2006. 01)

H03D 1/10 (2006. 01)

H03D 1/02 (2006. 01)

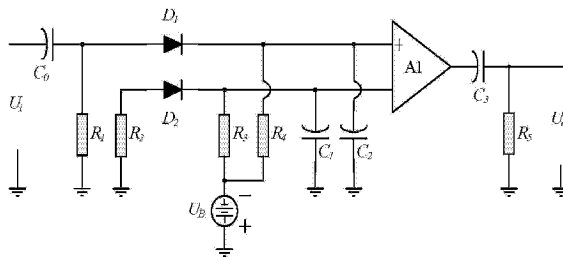
权利要求书1页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

一种局部放电特高频信号检测的调理电路

(57) 摘要

一种提供的局部放电特高频信号检测的调理电路。其包括输入电容 C0、第一电容 C1、第二电容 C2、第三电容 C3、第一电阻 R1、第二电阻 R2、第三电阻 R3、第四电阻 R4、第五电阻 R5、第一二极管 D1、第二二极管 D2、负偏压 UB 和放大器 A1 ; 本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路针对基本二极管检波电路小信号灵敏度差、非线性严重、响应速度慢和对温度敏感等不足, 通过在基本二极管检波电路基础上施加直流负电压偏置和平衡式拓扑结构设计进行改进, 最终设计实现的平衡式负偏压二极管检波。



1. 一种局部放电特高频信号检测的调理电路,其特征在于:其包括:输入电容 C0、第一电容 C1、第二电容 C2、第三电容 C3、第一电阻 R1、第二电阻 R2、第三电阻 R3、第四电阻 R4、第五电阻 R5、第一二极管 D1、第二二极管 D2、负偏压 UB 和放大器 A1;其中:输入电容 C0 的一端与输入信号端  $U_i$  连接,另一端与第一二极管 D1 的阳极相连接;第一二极管 D1 的阴极与放大器 A1 的正向输入端相连接;第二二极管 D2 的阳极通过第二电阻 R2 与地线相连接,其阴极与放大器 A1 的负向输入端相连接;第一电阻 R1 一端与第一二极管 D1 的阳极相连接,另一端与地线连接;放大器 A1 的输出端通过第三电容 C3 与本电路的输出信号端  $U_0$  连接;第一电容 C1 的一端与第一二极管 D1 的阴极相连接,另一端与地线相连接;第二电容 C2 的一端与第二二极管 D2 的阴极相连接,另一端与地线相连接;第三电阻 R3 的一端与第一二极管 D1 的阴极相连接,另一端与 UB 的负极相连接;第四电阻 R4 的一端与第二二极管 D2 的阴极相连接,另一端与负偏压 UB 的负极相连接;负偏压 UB 的正极与地线相连接;第五电阻 R5 的一端与本电路的输出信号端  $U_0$  连接,另一端与地线相连接。

2. 根据权利要求 1 所述的局部放电特高频信号检测的调理电路,其特征在于:所述的第一二极管 D1 和第二二极管 D2 位于同一个器件封装内,其电路参数完全对称。

3. 根据权利要求 1 所述的局部放电特高频信号检测的调理电路,其特征在于:所述的放大器 A1 为差分放大器,其带宽高于 100MHz,输出阻抗为  $50\ \Omega$ 。

## 一种局部放电特高频信号检测的调理电路

### 技术领域

[0001] 本发明属于局部放电检测技术领域,特别是涉及一种局部放电特高频信号检测的调理电路。

### 背景技术

[0002] 电力设备内部存在绝缘缺陷时会产生局部放电,通过对局部放电的检测可以有效地判断开关设备的绝缘状态。

[0003] 在目前采用的电力设备内部局部放电信号的检测方法中,特高频法和超声波法是实现开关设备局部放电在线监测比较实用可行的方法。相对于超声波法在线监测需要数目众多的传感器,现场运用较为不便的缺点,特高频法的监测范围较宽,在线监测时传感器数目较少,局部放电在线检测与定位快速方便。由于特高频法在设备局部放电在线监测方面具有不可替代的优势,因此近年来已成为设备运行现场局部放电检测的主要手段。

[0004] 目前常用的基于特高频信号的检测方法有实时采样检测法、频谱检测法和峰值检测法等。实时采样检测法是用高达 10GHz 的采样频率对特高频信号进行实时采样,然后对采样数据进行分析 and 处理,其缺点是成本高昂、数据量和计算量巨大,实时性差,因此不适合现场的在线监测。频谱检测法干扰抑制能力较差,并且其以宽带频谱分析仪为基础,因此该方法也仅用于实验室研究。相比于实时采样检测法和频谱检测法,峰值检测法具有数据量小,实时性好,便于设计成多通道在线检测装置等优点,但是,峰值检测法对峰值检波前的含噪信号没有做任何去噪处理,因此,其得到的峰值电压数据中包含有错误数据,会导致检测结果不准,从而影响了该方法的实际检测效果。

### 发明内容

[0005] 为了解决上述问题,本发明的目的在于提供一种局部放电特高频信号检测的调理电路。

[0006] 为了达到上述目的,本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路包括:输入电容 C0、第一电容 C1、第二电容 C2、第三电容 C3、第一电阻 R1、第二电阻 R2、第三电阻 R3、第四电阻 R4、第五电阻 R5、第一二极管 D1、第二二极管 D2、负偏压 UB 和放大器 A1;其中:输入电容 C0 的一端与输入信号端 Ui 连接,另一端与第一二极管 D1 的阳极相连接;第一二极管 D1 的阴极与放大器 A1 的正向输入端相连接;第二二极管 D2 的阳极通过第二电阻 R2 与地线相连接,其阴极与放大器 A1 的负向输入端相连接;第一电阻 R1 一端与第一二极管 D1 的阳极相连接,另一端与地线连接;放大器 A1 的输出端通过第三电容 C3 与本电路的输出信号端 U0 连接;第一电容 C1 的一端与第一二极管 D1 的阴极相连接,另一端与地线相连接;第二电容 C2 的一端与第二二极管 D2 的阴极相连接,另一端与地线相连接;第三电阻 R3 的一端与第一二极管 D1 的阴极相连接,另一端与 UB 的负极相连接;第四电阻 R4 的一端与第二二极管 D2 的阴极相连接,另一端与负偏压 UB 的负极相连接;负偏压 UB 的正极与地线相连接;第五电阻 R5 的一端与本电路的输出信号端 U0 连接,另一端与地线相连接。

[0007] 所述的第一二极管 D1 和第二二极管 D2 位于同一个器件封装内,其电路参数完全对称。

[0008] 所述的放大器 A1 为差分放大器,其带宽高于 100MHz,输出阻抗为 50  $\Omega$ 。

[0009] 本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路针对基本二极管检波电路小信号灵敏度差、非线性严重、响应速度慢和对温度敏感等不足,通过在基本二极管检波电路基础上施加直流负电压偏置和平衡式拓扑结构设计进行改进,最终设计实现的平衡式负偏压二极管检波。

#### 附图说明

[0010] 图 1 为局部放电特高频信号及其包络检波的波形图。

[0011] 图 2 为检波电路原理及波形图。

[0012] 图 3 为平衡式负偏压特高频包络检波电路原理图。

[0013] 图 4 为增加负偏压后包络检波电路原理图。

[0014] 图 5 为平衡式负偏压特高频包络检波电路特性图。

[0015] 图 6 为检波二极管模型图。

[0016] 图 7 为本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路的电路原理图。

#### 具体实施方式

[0017] 下面结合附图和具体实施例对本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路进行详细说明。

[0018] 本发明采用特高频信号的包络检测法通过特高频包络检波电路提取特高频信号的包络,然后用对包络信号进行采样、分析与处理。该方法的检波过程可以有效剔除无线电和通讯窄带干扰,采样得到的包络信号进一步通过数字信号处理算法和基于信号特征的模式识别算法滤除白噪声和脉冲性干扰,解决峰值检测法中对干扰不能抑制的问题。同时,包络检测法使用的采样率远远小于实时采样检测法,其数据量、计算量及对硬件的要求也大大减小,实时性远远高于实时采样检测法。

[0019] 运用包络检测法首先必须获得特高频信号的包络,如图 1 所示,(a) 为特高频检测信号,(b) 为对应的包络输出信号。

[0020] 在无线电和通讯领域中,包络检波经常用作信号的解调,即从接收到的已调信号中解调得到调制信号。常规的检波方法包括希尔伯特变换、相干解调检波、广义解调检波和二极管检波等。希尔伯特变换解调方法具有明确的解析式和物理意义,其通过对原始采样信号的 FFT 变换和反变化即可得到信号的包络。但是,该方法以特高频信号的实时采样为前提,因此,该方法不能用于局部放电特高频信号的包络提取。基于混频原理的包络解调方法非常适用于单一载波或者窄带调幅、调频信号的解调,而电力设备局部放电特高频信号的谐振频率和相位往往不确定;而且,特高频信号中谐振频率一般不止一个;因此,这种相干解调方法无法用于特高频信号的包络解调。广义检波滤波解调分析包括:高通绝对值、检波滤波和平方解调分析等三种算法,它们在原理上是一致的,都广泛应用于齿轮和滚动轴承等故障振动信号的解调,也是以信号的实时采样数据为前提;因此,这类广义解调检波算法也不能用于特高频信号的包络提取。二极管检波电路常用于无线电广播中的低频信号

解调和通讯信号的功率检测,但由于局部放电特高频信号的特殊性,将其直接用于特高频信号的包络检波存在困难。

[0021] 包络检测法的关键之一是特高频信号包络检波电路的实现。常规的二极管检波无法用于特高频信号包络的提取,其存在频带低、动态范围小、灵敏度低和温度特性差等问题,为此,本发明提出了平衡式负偏压二极管包络检波电路拓扑结构。通过设计二极管负偏压电路,改善了二极管检波的线性程度,降低了二极管的等效串联电阻,从而达到提高小信号检测灵敏度,改进小信号检波响应速度的目的。同时,通过双二极管平衡式电路结构的设计,实现了检波电路温度特性的补偿。特高频信号检波的实际测试表明,该电路具有快速的上升沿响应和较小的惰性失真,可以用于特高频信号的包络检波,为包络检测法的实用化提供了良好的硬件基础。

[0022] 一、本发明的基本原理和改进

[0023] 特高频信号的基本特点如下:(1) 信号持续时间不高于  $1\mu\text{s}$ ,最小仅为几十 ns;(2) 特高频信号的上升沿很陡,从“零”到达电压峰值的时间甚至不到 5ns;(3) 特高频信号的下降沿持续时间比上升沿稍长,一般大于上升沿时间的 2 倍,但也仅为  $\mu\text{s}$  级。(4) 特高频信号的幅值受放电源类型和放电点与检测点之间距离的影响,其动态范围超过 60dB。

[0024] 根据以上特高频信号的特点,要求包络检波电路必须具有 ns 级的响应速度,充电常数和放电时间常数仅为数 ns。特高频信号对应的包络脉冲宽度最小仅为几十 ns,其等值频率接近 50MHz,即特高频信号包络解调所对应的调制信号频率高达 50MHz。同时,检波电路必须具有较大的动态范围。

[0025] 1 二极管检波原理及其限制

[0026] 检波二极管具有非线性的  $i-V$  特性,其伏安特性的数学表达式为:

$$[0027] \quad i = I_s(e^{aV}-1) \quad (1)$$

[0028] 其中,  $a = \frac{q}{nkT}$ ,  $i$  为二极管电流,  $V$  为二极管两端的电压,  $I_s$  为(反向)饱和电流,  $k$  为玻尔兹曼常数 ( $1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}$ ),  $T$  为绝对温度,  $q$  为电子电荷 ( $1.6 \times 10^{-19}$  库伦),  $n$  为实验数据的修正常数。

[0029] 将式 (1) 展开成幂级数的形式:

$$[0030] \quad i = I_s(aV + \frac{(aV)^2}{2!} + \frac{(aV)^3}{3!} + \dots) \quad (2)$$

[0031] 由于信号的正负叠加和瞬间效应,式 (2) 中级数的奇次项相互抵消,仅其二次及其他偶次项提供了整流作用。对于小信号的整流,只有二次项有意义,高次项可忽略不计;因此,二极管检波器在小信号输入时检波输出的直流电流与跨接在该二极管两端的射频输入电压的平方成正比,此时二极管检波器工作在平方律区域。当输入信号大到一定的程度,使四次项不能忽略时,二极管的响应便不再处于平方律区,而是按准平方律整流,这时称之为过渡区。当输入信号进一步加大,检波二极管的输出电流就与输入射频信号的电压成正比,即线性检波区。典型的封装二极管检波的平方律区为从噪声电平开始(一般为 -60dBm)到 -20dBm 左右的这一段区域,从 -20dBm 到 0dBm 为过渡区,0dBm 以上对应于线性区。对于检波二极管来说,最大输入功率一般不超过 20dBm(对应电压为 2V),否则二极管将被烧毁。

[0032] 包络检波是指从高频调幅信号中还原出包络变化规律一致的原调制信号的过程。

如图 2 所示,基本的包络检波电路由非线性器件二极管和低通滤波器构成, $V_s$  为输入调幅信号, $V_o$  为解调出来的调制信号。

[0033] 图 2 为检波电路原理及波形图。

[0034] 图中负载电阻  $R$  数值较大;通过调整负载电容  $C$  的容值,使得在高频载波时其阻抗  $Z_c \ll R$ ,可视为短路;对于调制信号,其阻抗  $Z_c \gg R$ ,可视为开路。 $R_d$  为二极管  $VD$  的正向导通电阻,当正弦波信号  $U_i$  输入检波电路时,在信号的正半周, $VD$  导通,电容  $C$  开始充电,充电时间常数  $\tau_r = R_d C$  很小,使得电容  $C$  的电压  $U_o$  很快达到  $U_i$  的第 1 个正相峰值  $V_{p1}$ ,  $U_i$  到达峰值  $V_{p1}$  之后电压开始下降,当  $U_i < U_o$  时  $VD$  截止,电容  $C$  开始通过负载电阻  $R$  放电,因放电时间常数  $\tau_f = RC$  远大于输入信号的周期,故放电很慢; $U_o$  下降不多时  $U_i$  又达到第 2 个正相峰值  $V_{p2}$ ,  $V_{p2} > U_o$ ,因此  $VD$  又导通,继续对  $C$  充电。这样不断循环,负载电阻  $R$  上便得到输入调制信号的包络波形。检波二极管  $VD$  可以用内阻为零的理想二极管和可变电阻的串联来等效,因此,包络检波电路可以近似看成一个随信号幅值变化的带通滤波器。

[0035] 图中常规的二极管检波电路一般用于调制信号频率低于 20kHz 的无线电广播,或作为通讯信号的功率检测。对于无线电广播信号,其载波频率一般为几百 kHz 到几百 MHz,调制信号频率相对于载波信号的频率低得多,因此,图中的电容、电阻等参数比较好选取。同时,调制信号的频率较低,因此其不要求检波电路具有很快的响应速度,放电时间常数也可以比较大。通讯已调信号为等幅信号,其信号持续时间一般大于  $1 \mu s$ ,因此,功率检测对检波电路的响应时间要求一般不超过 100ns;即功率检测过程中,可以允许电容上的电压经过几个载波周期之后达到与输入信号幅值大小相同的电压。

[0036] 二极管检波电路常用于无线电广播的幅度解调或通讯信号的功率检测,对特高频信号进行包络提取的原理与无线电广播的幅度解调类似,都是将载波去除,而保留低频调制信号。然而,无线电广播中的调制信号频率一般不大于 20kHz,并且,信号的动态范围一般要求不高,不超过 60dB。通讯已调信号为等幅信号,其对功率检测电路的响应时间一般不超过 10ns,甚至更低。

[0037] 特高频信号的波形特点为上升沿很陡,小至 ns 级,信号持续时间短,动态范围大。因此,常规的用于无线电广播的包络解调电路和通讯信号功率检测电路无法直接用于特高频信号的包络提取。将二极管检波电路直接用于特高频信号的检波会出现如下问题:

[0038] (1) 检波二极管存在死区电压,即使是零偏置检波二极管,其导通压降仍然高于 100mV,使得检波电路对于小信号(功率小于 -20dBm)灵敏度很低;(2) 检波二极管存在导通压降,其输入大信号的能力受到器件允许耗散功耗的限制,因此,输入给二极管检波电路的信号功率一般不大于 10dBm;(3) 二极管是非线性器件,当输入信号较大时,其输出电压与输入功率不能用线性关系来近似,这也限制了输入信号的大小;(4) 小信号输入时,二极管导通等效电阻较大,使得二极管检波电路的充电时间常数较大,不满足特高频信号上升沿很陡的要求;(5) 检波二极管特性受温度影响严重。

[0039] 综上所述,要将二极管检波电路用于特高频信号的解调,必须对二极管检波电路实施以下改进:(1) 减小二极管导通压降,提高其检波灵敏度,使得小信号输入时检波电路也能适用;(2) 提高检波电路的动态范围;(3) 减小二极管导通时的等效电阻和充电电容,使检波电路的充电时间常数低至 ns 级;(4) 检波电路的放电时间常数不能太大,避免检波中的惰性失真;(4) 设计温度补偿电路,克服温度对二极管检波的影响。

[0040] 2 小信号检波性能的改进

[0041] 理论上,检波二极管平方律区可以小至  $-60\text{dBm}$ ,实际上因为导通压降的存在,微波检波二极管电路的输入信号功率大于  $-20\text{dBm}$ ;当输入信号功率低于  $-20\text{dBm}$  时,二极管基本不能导通。

[0042] 图 3 示出了平衡式负偏压特高频包络检波电路原理图。

[0043] 图 3 所示为微波检波二极管 HSMS-2820 组成的典型检波电路的响应曲线,当输入信号功率为  $-20\text{dBm}$  时,输出电压约为  $30\mu\text{V}$ ,接近电路的本底噪声;因此,当输入信号功率小于  $-20\text{dBm}$  时,很难从检波的电路的输出得到满足信噪比要求的输出信号。同时,这种典型的检波电路的输出非线性严重,将导致信号波形的畸变。

[0044] 针对通用微波检波二极管小信号灵敏度低和非线性的问题,本发明在基本检波电路的基础上对其施加直流负偏置电压,以改变二极管的静态工作点、等效导通电阻及其输入/输出特性。增加负偏置电压后的检波电路原理如图 4 所示,其中负偏置电压为  $V_{dc}$ ,负载电阻为  $4.7\text{k}\Omega$ ,储能电容  $C$  为  $1\text{pF}$ ;当输入信号  $V_{in}$  为“0”时,流过检波二极管的偏置电流为:

$$[0045] \quad I_{BIAS} = \frac{V_D - V_{dc}}{R_1 + R_2} \quad (3)$$

[0046] 其中  $V_D$  为检波二极管的管压降,小信号时其值为  $100\text{mV}$  左右,偏置电流近似为:

$$[0047] \quad I_{BIAS} \doteq \frac{-V_{dc} - 0.1}{R_1 + R_2} \quad (4)$$

[0048] 当  $V_{dc} = -0.2\text{V}$  时,  $I_{BIAS} \doteq 20\mu\text{A}$ ;

[0049] 在射频仿真软件中对图 4 所示电路进行了仿真,通过调整偏置电压  $V_{dc}$  的大小,得到不同偏置电流情况下二极管检波电路的输出电压与输入信号功率之间的关系曲线,综合二极管检波电路对灵敏度和线性的要求,将二极管的偏置电流确定为  $20\mu\text{A}$ 。

[0050] 图 5 示出了平衡式负偏压特高频包络检波电路特性图。

[0051] 由图 5 可以看出,增加直流负偏置电压后的检波电路可以用于  $-40\text{dBm}$  小信号(电压峰值  $V_p$  约为  $3\text{mV}$ )的检波,并且,在输入信号功率从  $-45\text{dBm}$  到  $10\text{dBm}$ ( $V_p$  约为  $1\text{V}$ )之间都有良好的线性。因此,通过对基本二极管包络检波电路施加合适的负偏置电压,改善了检波电路的小信号灵敏度和线性。

[0052] 3 输入响应速度的改进

[0053] 检波二极管在小信号输入时可用图 6 所示模型等效,其中  $R_s$  为串联电阻,  $C_j$  为二极管管壳封装电容,  $R_j$  为二极管等效电阻。

[0054] 二极管的总电阻为:

$$[0055] \quad R_D = R_s + R_j \quad (5)$$

[0056] 对于检波二极管 HSMS2850,室温时的静态电阻为:

$$[0057] \quad R_D \doteq R_s + \frac{0.026}{I_s + I_b} \quad (6)$$

[0058] 将  $R_s = 25\Omega$ ,  $I_s = 3 \times 10^{-6}\text{A}$ ,  $I_b = 20\mu\text{A}$  带入式 (6) 得:

[0059]  $R_D \doteq 1.32\text{k}\Omega$  ;

[0060] 由式 (6) 可知,通过给检波电路施加偏置电压,流过二极管的偏置电流  $I_b \gg I_s$ ,使得二极管等效的总导通电阻大大减小,有利于提高检波电路的响应速度。

[0061] 在图 7 所示的包络检波电路中,  $R_2$  和  $C_2$  参数的选取也很重要,其影响检波二极管电路的脉冲响应延迟时间、电压传输系数和惰性失真等。GIS 局部放电特高频信号的上升沿为 ns 级,其电压到达峰值的时间一般为 5ns 左右;因此,检波电路的充电时间常数应不大于 1ns 左右,甚至更小;实际设计中,考虑到 PCB 引线 and 后级电路输入等产生的杂散电容约为几十 fF,  $C_2$  容值过小将导致充电时间常数有误差,因此,将储能电容的容量确定为 1pF,即实际检波电路的充电时间常数为:

$$[0062] \quad \tau_c = R_D \times C_2 \doteq 1.32\text{ns} \quad (7)$$

[0063] 检波电路的放电时间常数  $\tau_d$  主要由  $R_2$  和  $C_2$  决定,  $\tau_d$  太大,将引起检波电路的惰性失真,  $\tau_d$  太小,检波得到的包络信号不光滑,电压起伏较大。特高频信号的特征表现为上升沿很陡,约为 ns 级,下降沿持续时间相对较长,为 10ns 左右,故将放电时间常数  $\tau_d$  确定为 5ns。即:

$$[0064] \quad \tau_d = R_2 \times C_2 = 5\text{ns} \quad (8)$$

[0065] 计算得到  $R_2$  为 4k $\Omega$  左右,实际中取  $R_2$  为 4.7k $\Omega$  ;

[0066] 针对特高频信号上升沿很陡,为 ns 级的特点;本发明通过对二极管检波电路施加负偏置电压,减小了小信号输入时二极管的等效总电阻,结合储能电容的合理设计,使得检波电路的响应速度达到 ns 级,满足特高频信号包络检波的要求。

[0067] 4 检波电路温度性能的改进

[0068] 由公式 (1) 可知,二极管是温度敏感器件。温度的变化对其伏安特性的影响主要表现为:随着温度的升高,其正向特性曲线左移,正向压降减小;反向特性曲线下移,即反向电流增大。在室温 25 $^{\circ}\text{C}$  附近,温度每升高 1 $^{\circ}\text{C}$ ,其正向压降减小 2 ~ 2.5mV;温度每升高 10 $^{\circ}\text{C}$ ,反向电流增大 1 倍左右。

[0069] 通常的温度补偿方法为在不同温度条件下对二极管式检波器的检波特性进行标定,得到不同温度下的二极管式检波器的检波曲线;实际使用中,根据该温度特性曲线对测量数据进行修正。现有文献采用曲线拟合的方式对微波检波二极管的温度补偿技术进行了研究;但是,实际中数据修正的方法对测量数据少的场合比较适用,对于像 GIS 局部放电信号这样的连续、大数据量测量的情况,数据修正方法必须对每一个测量数据进行修正计算,这会增加很大的计算量,因此,该方法不可取。

[0070] 本发明采用同一封装中两个二极管特性基本一致的原理,通过将检波电路设计成平衡式拓扑结构,通过两个二极管的温度特性同向变化、相互作用抵消的原理来实现检波电路的温度自动补偿。

[0071] 5 平衡式负偏压包络检波信号调理电路最终设计

[0072] 针对基本二极管检波电路小信号灵敏度差、非线性严重、响应速度慢和对温度敏感等不足,本发明通过在其基础上施加直流负电压偏置和平衡式拓扑结构设计进行改进,最终设计实现的平衡式负偏压二极管检波电路如图 7 所示,电路中两只二极管  $D_1$  和  $D_2$  位于同一个器件封装内,其他电路元件完全对称,差分放大器 A1 的带宽高于 100MHz,差分放大



器 A1 的输出经过电容  $C_3$  与后端电路构成交流耦合, 滤除检波信号中的直流成份, 得到特高频信号的包络电压波形。检波电路的输入信号  $U_i$  来自于前端低噪声特高频放大电路, 放大电路的输出阻抗为  $50\ \Omega$ ; 为保证检波电路与前端电阻的阻抗匹配, 防止信号的反射, 电路中增加匹配电阻  $R_1$  和  $R_2$ , 其分别与检波二极管等效电阻和负载电阻并联, 并联后阻抗约为  $50\ \Omega$ , 实现与前端特高频放大电路的阻抗匹配。

### [0073] 二、具体电路

[0074] 图 7 为本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路原理图。

[0075] 如图 7 所示, 本发明提供的局部放电特高频信号检测的调理电路包括: 输入电容  $C_0$ 、第一电容  $C_1$ 、第二电容  $C_2$ 、第三电容  $C_3$ 、第一电阻  $R_1$ 、第二电阻  $R_2$ 、第三电阻  $R_3$ 、第四电阻  $R_4$ 、第五电阻  $R_5$ 、第一二极管  $D_1$ 、第二二极管  $D_2$ 、负偏压  $U_B$  和放大器 A1; 其中: 输入电容  $C_0$  的一端与输入信号端  $U_i$  连接, 另一端与第一二极管  $D_1$  的阳极相连接; 第一二极管  $D_1$  的阴极与放大器 A1 的正向输入端相连接; 第二二极管  $D_2$  的阳极通过第二电阻  $R_2$  与地线相连接, 其阴极与放大器 A1 的负向输入端相连接; 第一电阻  $R_1$  一端与第一二极管  $D_1$  的阳极相连接, 另一端与地线连接; 放大器 A1 的输出端通过第三电容  $C_3$  与本电路的输出信号端  $U_0$  连接; 第一电容  $C_1$  的一端与第一二极管  $D_1$  的阴极相连接, 另一端与地线相连接; 第二电容  $C_2$  的一端与第二二极管  $D_2$  的阴极相连接, 另一端与地线相连接; 第三电阻  $R_3$  的一端与第一二极管  $D_1$  的阴极相连接, 另一端与  $U_B$  的负极相连接; 第四电阻  $R_4$  的一端与第二二极管  $D_2$  的阴极相连接, 另一端与负偏压  $U_B$  的负极相连接; 负偏压  $U_B$  的正极与地线相连接; 第五电阻  $R_5$  的一端与本电路的输出信号端  $U_0$  连接, 另一端与地线相连接。

[0076] 所述的第一二极管  $D_1$  和第二二极管  $D_2$  位于同一个器件封装内, 其电路参数完全对称。其他电路元件完全对称, 采用差分电路能够抵消掉由于温度引起的偏差, 负偏压  $U_B$ 、第三电阻  $R_3$ 、第四电阻  $R_4$ 、第一电容  $C_1$  和第二电容  $C_2$  构成偏压电路, 为第一二极管  $D_1$  和第二二极管  $D_2$  提供一个稳定的偏压, 以提高检波二极管的动态范围。输入电容  $C_0$  和第三电容  $C_3$  为隔直电容, 用于滤除线路中的直流成分。

[0077] 所述的放大器 A1 为差分放大器, 其带宽高于  $100\text{MHz}$ , 输出阻抗为  $50\ \Omega$ ; 放大器 A1 的输出经过第三电容  $C_3$  与后端电路构成交流耦合, 滤除检波信号中的直流成份, 得到 UHF 信号的包络电压波形。检波电路的输入信号  $U_i$  来自于前端低噪声 UHF 放大电路, 放大电路的输出阻抗为  $50\ \Omega$ ; 为保证检波电路与前端电阻的阻抗匹配, 防止信号的反射, 电路中增加匹配电阻即第一电阻  $R_1$  和第二电阻  $R_2$ , 且二者相等, 其分别与检波二极管等效电阻和负载电阻并联, 并联后阻抗约为  $50\ \Omega$ , 以实现与前端 UHF 放大电路的阻抗匹配。

### [0078] 三、实测分析

[0079] 利用本发明提供的调理电路进行了电力设备局部放电特高频信号的包络检波测试, 特高频信号上升沿小于  $10\text{ns}$ , 下降沿约为  $70\text{ns}$ , 对应包络信号脉冲的宽度约为  $50\text{ns}$ 。检波获得的特高频包络信号与特高频信号没有明显的失真。

[0080] 检波电路的性能可以用响应延迟时间、峰值误差和惰性失真等指标来衡量, 其中, 惰性失真主要由检波电路的放电时间常数引起, 过大的放电时间常数引起较大的惰性失真。本发明提供的调理电路的响应延迟时间不大于  $2\text{ns}$ , 峰值误差小于  $5\%$ , 惰性失真非常小, 检波输出结果与输入特高频信号的包络一致性较好。

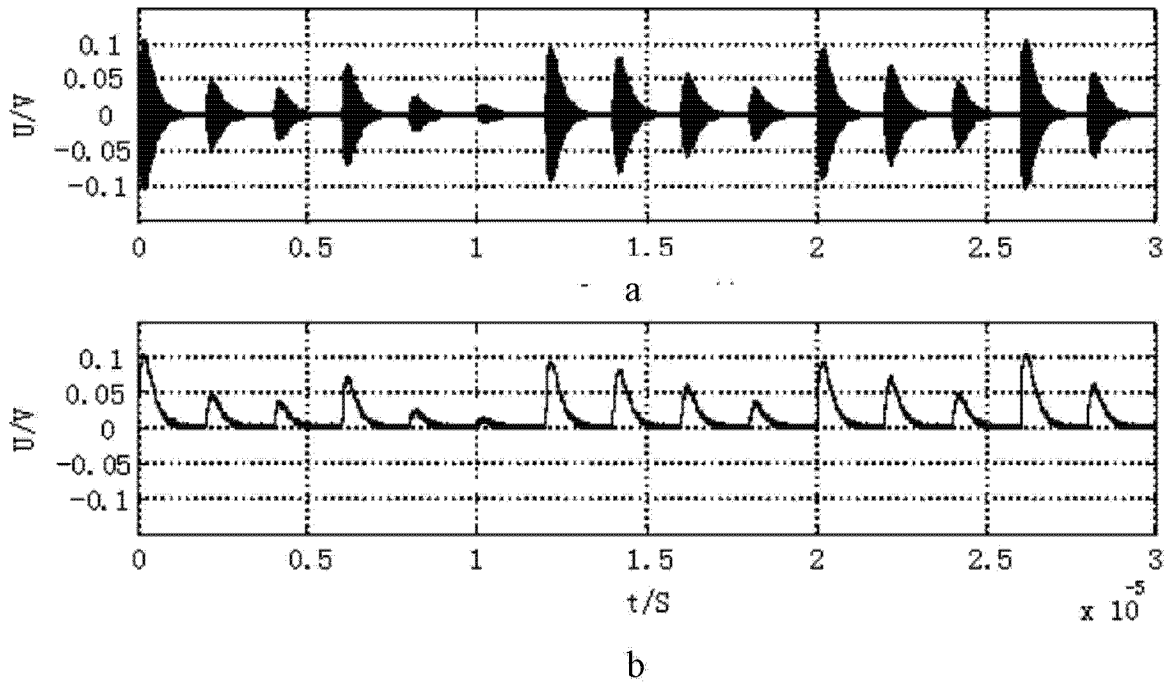


图 1

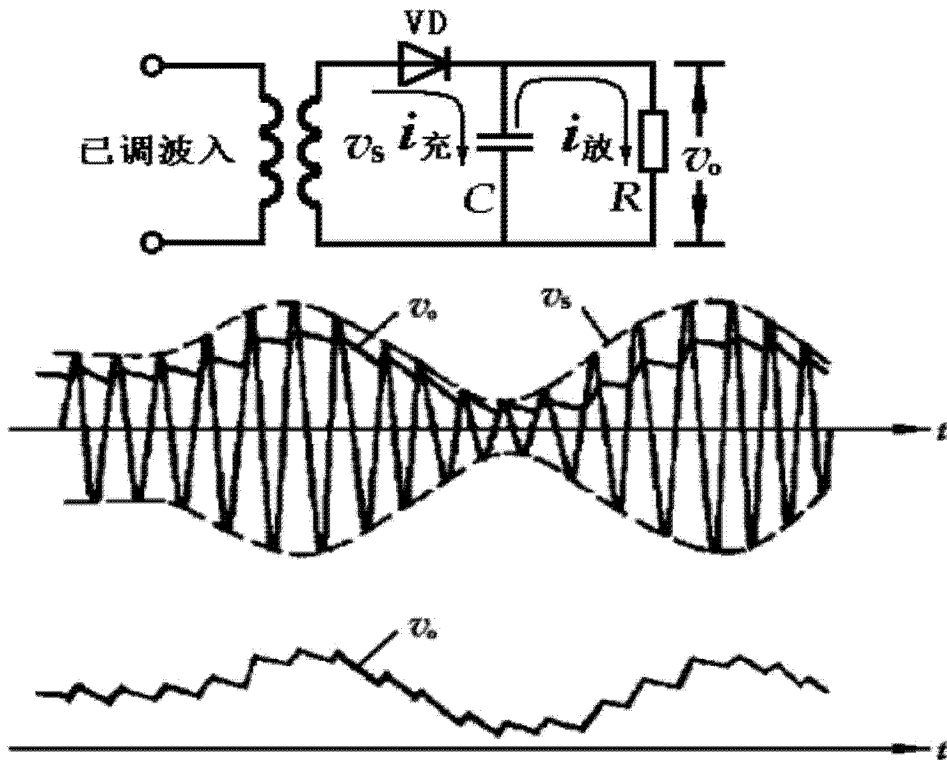


图 2

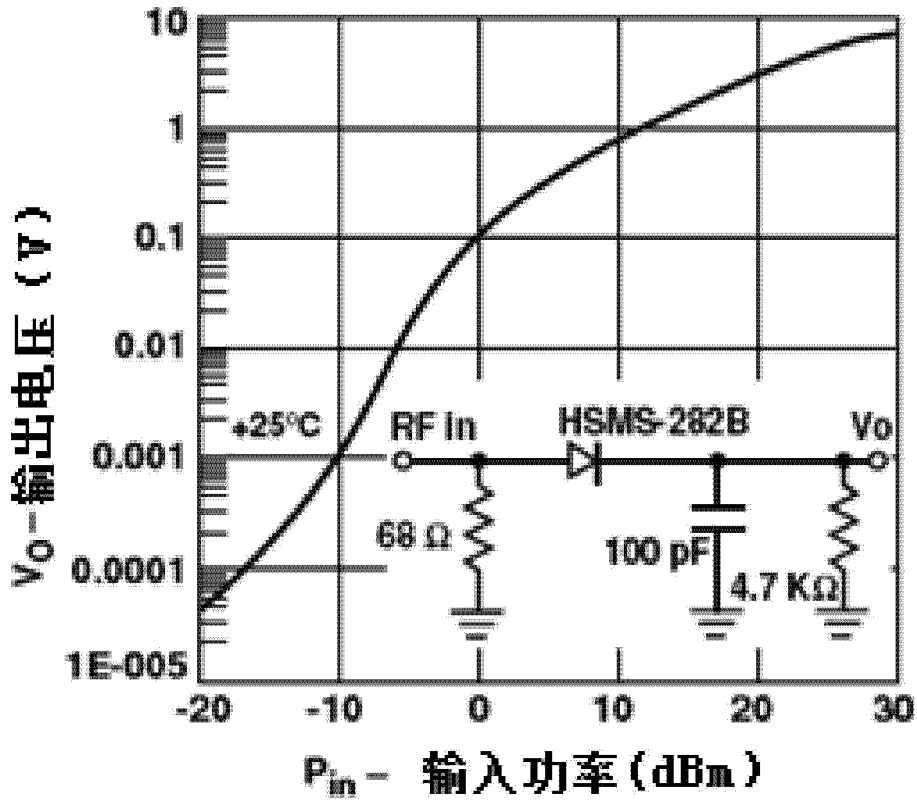


图 3

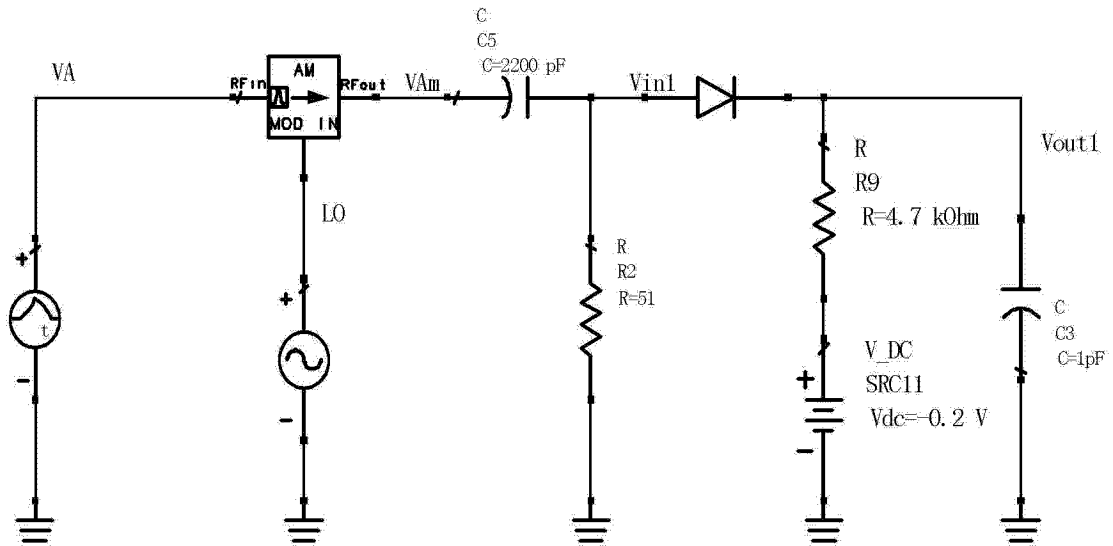


图 4

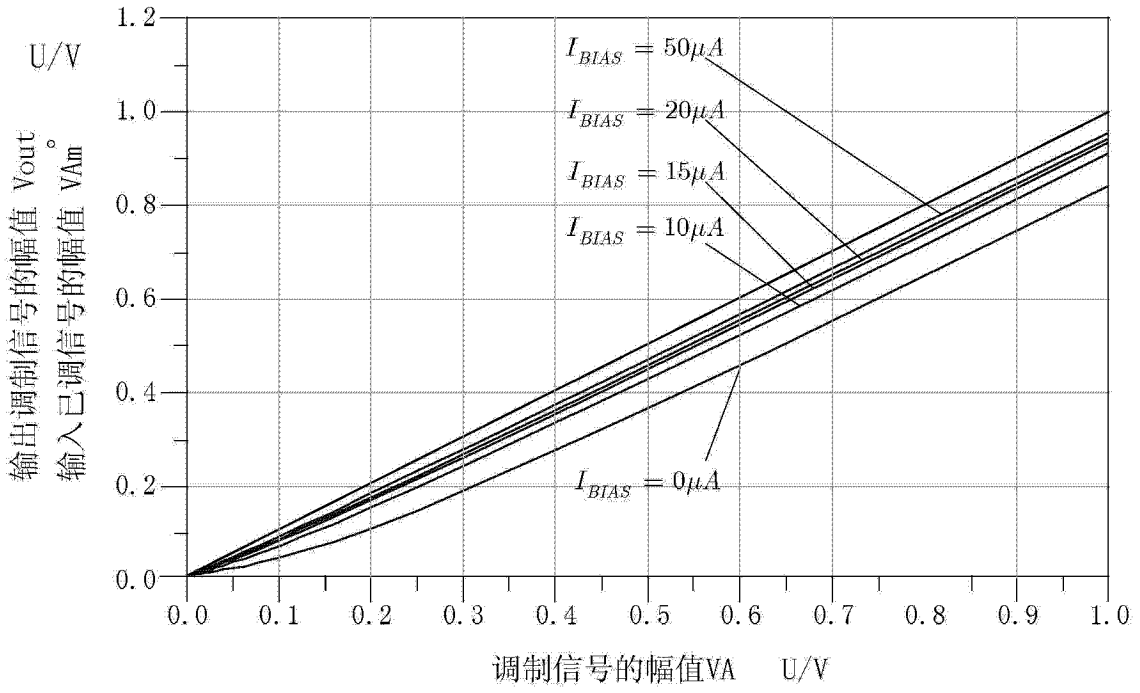


图 5

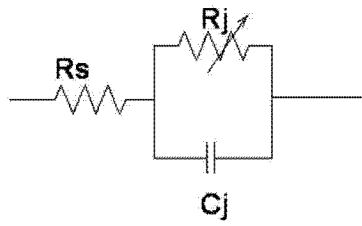


图 6

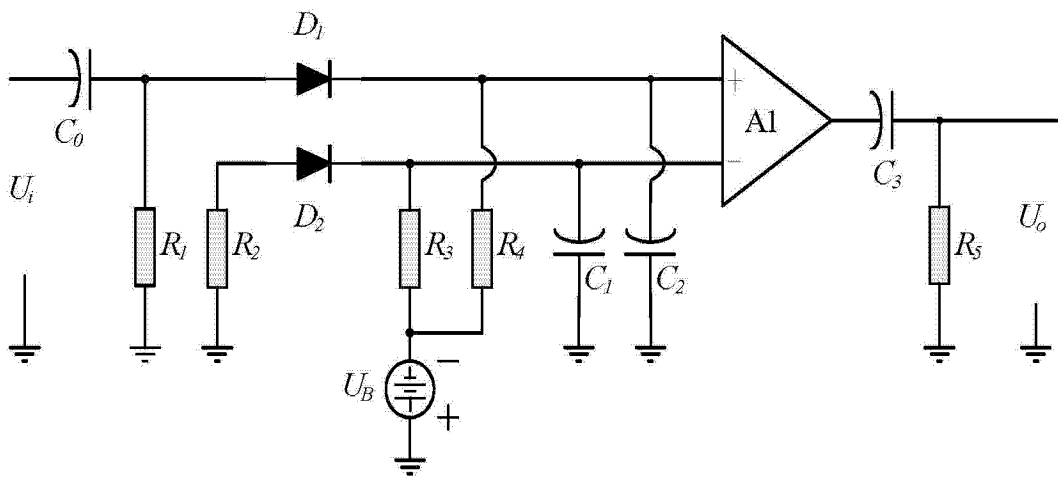


图 7