28 V 低压直流载波通信系统的增益特性研究及系统实现

朱俊辉¹,李荷丹²,何明亮¹,张晓静²,刘 飞²,陈乾宏¹

(1. 南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 211106;2. 北京控制工程研究所,北京 100190)

摘要:重点分析了搭载通信节点的直流信道的高频传输特性与阻抗特性,指出实际物理传输信道的特性是影 响信号传输增益、有效传输距离及可靠性的关键,并利用信道结构的电路解析模型推导给出了不同通信节点 配置情况下的高频信号传输增益计算式。在此基础上,搭建了总传输距离为8m的多节点直流载波通信实 验平台,分别在1 MHz 双节点与2 MHz 多节点传输工况下验证了分析所得的信道传输特性的正确性与有效 性,最终实现了28 V / 100 W 的直流功率与通信速率为115.2 kbit / s、零误码率的信号同步传输。

关键词:电力线载波;直流载波通信;高频特性;阻抗特性;传输增益

中图分类号:TM 73

文献标志码:A

DOI: 10.16081/j.epae.202201029

0 引言

电力线载波通信PLC(Power Line Communication)技术是一种复用电力线作为有线信道来进行数 据传输的通信方式,利用该技术在系统原有的直流 母线上进行信号传输可组建直流载波通信系统。这 种将直流母线复用为"供电母线+数据总线"的技术 方案使得直流线缆在传输功率的同时还作为通信媒 介承担信息的传送功能,从而达到节省系统专用信 号传输线或提供额外的信号传输通道的目的,对线 缆减重、增加信号传输冗余度、提高系统可靠性等具 有重要意义。该技术在钻探勘测、重布线成本高的 工业环境或轻量化要求高的移动运载等系统中有较 高的需求[1-5]。

尽管直流载波通信技术具有上述众多优点,但 是直流供电母线并非专为通信信道设计,信道环境 复杂多变[6-7],其作为信号传输线时具有如下特点: ①线上干扰强,直流母线上的功率负载会带来数十 kHz至几十MHz的宽频噪声谐波,线上负载的接入 及启停的随机性、时变性强[8-9];②信道传输特性不 佳,直流母线的负载情况复杂,在传输高频段下的阻 抗特性不利于信号传输,衰减程度大;③功率传输受 信号传输影响,加载的高频信号分量相当于注入谐 波,同时也对整体设备的电磁干扰(EMI)性能造成 影响。

针对上述问题,需要从载波通信的调制解调过 程及高频信号在实际线路中的传输过程等多方面来 解决技术难点,分析直流功率传输与信号传输的相互

收稿日期:2021-03-29;修回日期:2021-12-01

在线出版日期:2022-01-28

基金项目:空间可信计算与电子信息技术实验室开放课题基金 资助项目(OBCandETL-2019-04)

Project supported by the Open Project Foundation of Space Trusted Computing and Electronic Information Technology Lab (OBCandETL-2019-04)

影响情况并优化二者的兼容程度。如:文献[10-11]、 [12-13]分别对直流载波通信的耦合滤波器、具有 强抗干扰能力的多元调制解调技术以及自适应阻抗 匹配电路等关键技术进行了应用研究;文献[14]则 在光伏直流监控数据系统中加入自适应电平判决电 路以提高系统的自适应能力与灵活性;此外,文献 [15-17]改变耦合结构,利用差分直流母线抑制共模 噪声的干扰,同时结合传输信道与高频传导噪声的 建模分析提出了一系列电磁兼容方案。

本文重点对硬件系统如传输母线与负载电容的 高频特性,以及对应信道环境下高频载波信号的增 益特性等问题进行分析,最后通过搭建的低压直流 载波通信实验平台对理论分析结果进行验证,为实 际直流载波通信系统的量化设计与优化提供理论 基础。

1 增益特性分析

高频信号在直流母线上的传输过程是整个信号 传输过程中的关键环节,不可控程度最高。考虑信 号实际的物理传输过程,直流母线上除了直流电阻 外,还存在分布电容和电感,接收端传输信号的输入 阻抗会随着频率的增加而减少;信号的衰减程度随 着传输线长度的增加而增加。此外, 直流母线上的 负载阻抗会随着线上负载的电气特性而不断变化。 与交流电力线不同,母线负载上的开关变换器等的 输入端含有较大的滤波电容,其并联在直流母线的 两端,易因自身阻抗过小而使得信号发射端的发射 内阻损耗增加,导致发送器发热严重[18]。因此,直流 母线信道的阻抗特性以及传输信号的衰减特性直 接影响信号传输的可靠性。本节将对频率不超过 10 MHz的高频信号的传输增益与对应频率下的信 道阻抗特性进行研究。

1.1 信号传输增益特性

低压直流功率系统的传输距离一般不长。本文

213

的典型应用场景为星载直流载波通信系统,考虑实际布线中的往复、绞绕,总传输距离一般不超过30 m。在该传输距离下的通信系统中,当被调制的高频载波频率不超过10 MHz时,传输距离未超过信号波长,因此仍然可以采用集总参数的电路模型进行等效,而不考虑高频信号的反射、串批等问题。

假设信号发射功率足够,将发送端注入的高频信号视作电压源,信道电路模型如图 1 所示。图中: V_{in} 为直流源; C_{o} 和 R_{load} 分别为负载等效电容和负载等效电阻; Z_{RX} 为接收器输入阻抗; V_{TX} 和 V_{RX} 分别为发送端和接收端处的高频信号有效值。由图可见,在同一直流母线介质上,将信号传输与直流功率传输相解耦,考虑单向直流母线近源端发送、近负载端接收的情况(即发送端靠近直流源侧而接收端靠近负载侧),高频信号的传输可等效为图 2。图中: Z_{line} 为线路阻抗。

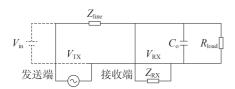


图1 双节点近源发送结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of dual-node near-source transmission structure



图 2 双节点近源发送等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of dual-node near-source transmission structure

1)近源端发送,近负载端接收。

由源到负载的传输信号的增益特性 G_{sl} 如式(1) 所示。

$$G_{\rm sl} = \frac{V_{\rm RX}}{V_{\rm TX}} = \left| \frac{Z_{C_o} /\!\!/ Z_{\rm RX} /\!\!/ Z_{\rm load}}{Z_{C_o} /\!\!/ Z_{\rm RX} /\!\!/ Z_{\rm load} + Z_{\rm line}} \right|$$
(1)

式中: Z_{c_o} 、 Z_{load} 分别为负载等效电容阻抗、负载等效电阻的阻抗。

由式(1)可见,该情形下的传输增益与线路阻抗 及接收器两端等效阻抗有关。当电容的高频阻抗较 小或传输线较长时,若过小的传输增益使接收端信 号未达到鉴别灵敏度,则会导致接收失败。

2)近负载端发送,近源端接收。

当信号发送端在靠近负载侧而接收端在靠近直流源侧时,信号传输等效电路图如附录 A 图 A1 所示。此时,信号从负载侧发出,经传输线传输至输入源侧。考虑直流源输出滤波电容的效应,单独提取出源侧电容阻抗 Z_{vi}作为增益特征参数。该情形下

的传输信号增益表达式 G_{ls} 如式(2)所示。

$$G_{\rm ls} = \frac{V_{\rm RX}}{V_{\rm TX}} = \left| \frac{Z_{\rm RX} /\!\!/ Z_{C_{\rm in}} /\!\!/ Z_{\rm Vin}}{Z_{\rm RX} /\!\!/ Z_{C_{\rm in}} /\!\!/ Z_{\rm Vin} + Z_{\rm line}} \right|$$
(2)

式中: Z_c 为源侧电容的阻抗。

类似式(1),增益特性与接收器两端等效阻抗及 线路阻抗有关。同样地,若源侧输出电容使接收器 两端等效阻抗被拉低,则会影响有效通信。

3) 多节点传输增益。

考虑直流母线上搭载多个通信节点的情形,在半双工通信模式下,每个搭载的节点均可收发信号。多节点传输结构如图 3 所示。图中:节点 N_1 与节点 N_n 分别直接并联在直流源、功率负载两端;任意相邻节点 N_i 与 N_i 之间的分段传输线阻抗为 $z_{line(i)}$ 。

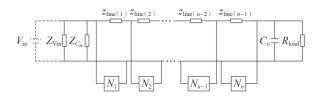


图 3 多节点传输结构示意图 3.3 Schematic diagram of multi-node transmission structure

图 3 对应的等效电路结构如图 4 所示。当节点 N_i 作为接收端时,其输入阻抗为 $Z_{N(i)}$;发送端与接收端的之间信号传输存在"近源端—近负载端"和"近负载端—近源端"2 种情形,以发射节点 a 相对于接收节点 b 靠近直流源侧为例 (a < b),发射节点处作为电压源 $V_{\text{TX}a}$,经过中间多个节点网络阻抗至接收节点 b。接收节点 b 处作为负载,其两端电压为 $V_{\text{RX}b}$ 。对应的信号传输增益为:

$$G_{ab} = \frac{V_{\text{RX}b}}{V_{\text{TX}a}} \tag{3}$$

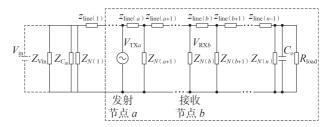


图 4 多节点传输结构等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of multi-node transmission structure

图 4 的虚线框内为有效信号传输部分,为获取 V_{Txa} 与 V_{RXb} 间的关系,可通过戴维南等效来简化该部分的电路模型。接收节点 b 所在支路左侧可视为多个 T 型网络级联组成的有源二端口网络,右侧可视为多个 T 型网络级联组成的无源二端口网络。左侧的有源二端口网络如附录 A 图 A2 所示, W_{Txa}

到 $V_{\text{RX}b}$ 之间的级联 T 网络传输参数矩阵 T 如式(4) 所示。

$$\begin{split} & \boldsymbol{T} = \boldsymbol{T}_{a} \boldsymbol{T}_{a+1} \boldsymbol{T}_{a+2} \cdots \boldsymbol{T}_{b-1} = \\ & \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(a)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(a+1)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(a+1)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \times \\ & \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(a+2)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(a+2)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \times \cdots \times \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(b-1)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(b-1)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) = \\ & \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(a)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \prod_{i=a+1}^{b-1} \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(i)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}i} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \end{split}$$

$$(4)$$

设接收节点b所在支路两端的开路电压为 V_{RXboe} , T_{11} 为T的首行首列元素,即开路时端口电压之比,则有:

$$V_{\text{TX}a} = T_{11} V_{\text{RX}bec} \tag{5}$$

端口网络阻抗等效示意图如图 5 所示,计算接收节点支路左侧有源网络的戴维南等效阻抗 Z_{eqa} 及右侧无源网络的等效阻抗 Z_{eqa} ,由此得到最终求取 V_{Txb} 的戴维南等效电路,如附录 A 图 A3 所示。接收节点电压 V_{RXboc} 的关系式为:

$$\frac{V_{\text{RX}b}}{V_{\text{RX}boc}} = \left| \frac{Z_{N(b)} / / (Z_{\text{eqn}} + Z_{N(n)} / / Z_{C_o} / / Z_{\text{load}})}{Z_{\text{eqa}} + Z_{N(b)} / / (Z_{\text{eqn}} + Z_{N(n)} / / Z_{C_o} / / Z_{\text{load}})} \right| (6)$$

结合式(5),可得信号传输增益表达式为:

$$G_{ab} = \frac{V_{\text{RX}b}}{V_{\text{TX}a}} = \frac{1}{T_{11}} \left| \frac{Z_{N(b)} //(Z_{\text{eqn}} + Z_{N(n)} // Z_{C_o} // Z_{\text{load}})}{Z_{\text{eqa}} + Z_{N(b)} //(Z_{\text{eqn}} + Z_{N(n)} // Z_{C_o} // Z_{\text{load}})} \right|$$
(7)

由结构对称性可得发送端靠近负载侧而接收端靠近源侧传输工况下的传输增益 G_{ba} 表达式如式(8) 所示。

$$G_{ba} = \frac{V_{\text{RX}a}}{V_{\text{TX}b}} = \frac{1}{T'_{11}} \left| \frac{Z_{N(a)} // (Z'_{\text{eqn}} + Z_{N(1)} // Z_{C_{\text{in}}} // Z_{\text{Vin}})}{Z'_{\text{eqa}} + Z_{N(a)} // (Z'_{\text{eqn}} + Z_{N(1)} // Z_{C_{\text{in}}} // Z_{\text{Vin}})} \right| (8)$$

式中: Z'_{eqn} 为该结构下无源网络的等效阻抗; T'_{11} 为该结构下近负载侧发送端 V_{TX} 、近源侧接收端 V_{RX} 之间

的级联T网络的传输参数中端口电压之比。

由此可见,对于线上多网络节点的传输工况,除了源端或负载端的阻抗之外,传输节点间的距离、中间节点的配置情况及各节点阻抗等都会影响传输增益特性。因此,在实际应用中通常会在每个通信节点处增加中继功能,从而延长信号传输距离。

1.2 直流母线的高频阻抗特性

直流母线除了直流电阻会带来电压降外,线路电感在高频段呈现较大感抗,由1.1节中的分析可知,其作为线路阻抗部分会影响高频信号的传输增益特性。

直流载波通信系统可利用现有的直流母线进行改造,挂载通信节点,故此处以附录 A 图 A4 所示的低压直流功率传输系统中常见的长直平行传输线为例进行分析。设传输线含铜部分半径为r,轴间距为d,导线长度为l,且l>d。由此可得传统的长直平行双导线的单位长度电感的计算公式如式(9)所示。

$$L_0 = L_i + L_e = \frac{\mu_0}{4\pi} + \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{D - r}{r}$$
 (9)

式中: L_i 和 L_o 分别为导线回路的内电感和外电感; μ_o 为真空磁导率。线间距D与铜芯半径r之比越大,则对应的传输线单位长度电感越大,且随着线路长度的增加,传输线电感随之线性增大。

对于电阻而言,随着传输线上信号频率的增加,集肤效应导致有效截面积减小,使得对应频率下的交流电阻增大。在线间距D较小时,实际导线上存在与空气及导线中部分电流相交链的磁链,磁力线分布相较低频且D>r的情况更复杂。若仍将导线铜截面内外作为内外磁链的分界面标准而采用式(9)进行计算则会带来较大的误差[19],故此处利用电磁有限元仿真法计算直流平行直导线的电感,并分析其随着导线长度与传输频率变化的影响规律。

以 16 AWG 规格的直流导线为例,其铜芯直径为 2r=1.29 mm,线径为 3 mm,在双线紧密并排情况下,两导线的轴间距为 3 mm。利用 Ansys Maxwell 仿真单位长度的该规格传输线在 $1\sim10 \text{ MHz}$ 范围内的电感值 L_0 ,结果如图 6 所示。由图可见,随着频率升高,线路感抗 X_{L0} 越大,对应的高频信号的衰减程度增加。

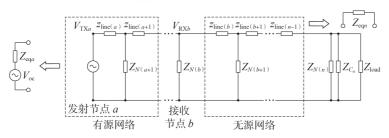


图 5 端口网络阻抗等效示意图

Fig.5 Schematic diagram of equivalent impedances of two port network



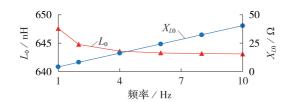


图 6 单位长度的直流平行直导线仿真结果 Fig.6 Simulative results of unit-length DC parallel straight line per unit length

1.3 直流母线电容的高频阻抗特性

对并联在直流母线上的电容,可以用等效电阻 R_{es} 、等效电感 L 与等效电容 C 相串联的模型进行等效。在高频下,其等效寄生参数的作用开始凸显,对应阻抗 Z_C 随频率 f 变化的表达式为:

$$Z_{c} = \sqrt{R_{es}^{2} + \left(2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C}\right)^{2}}$$
 (10)

本文选用3种不同容值与耐压值的直流母线电容进行了阻抗测量,结果如图7所示。由图可见,该类电容在高频段已呈现为感性,但阻抗值仍然较小,一般不超过 $10\,\Omega$ 。

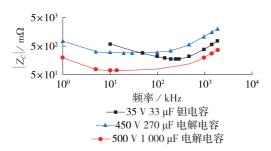


图7 直流母线电容阻抗测量曲线

Fig.7 Impedance measurement curves of DC bus capacitors

2 实验验证

2.1 实验平台

本文搭建了包含3个载波通信节点、总传输距离可达8m的直流载波通信实验平台,如附录A图A5所示。除功率部分外,3个相同的通信节点均可以实现数据的发送和接收。通信节点由现场可编程门阵列FPGA(Field-Programmable Gate Array)主控、DC/DC供电电路、模拟前端AFE(Analog Front End)电路及耦合滤波电路组成,具体参数如附录A表A1所示。其中FPGA作为控制核心,实现调制解调过程,分别利用直接数字频率合成DDS(Direct Digital Synthesis)生成1.152 MHz的高频载波以及将采样得到高频信号解调还原为基带数据。DC/DC供电电路的输入端直接并联在直流母线上,一方面实现取电,另一方面作为耦合端口与直流母线连接。获取到的直流功率直接为控制器、AFE等供电。故

控制器、AFE等也成为了直流母线上该节点处的负载。此外,AFE将控制器输出数字量转换为模拟量后再进行功率放大,经滤波及耦合变压器后加载到直流母线上。

2.2 增益特性验证

1)双节点传输增益特性。

在不同频率下对信号传输增益特性进行验证。首先在1 m长的16 AWG 直流平行直导线上,仅搭载近源端的节点A与近负载端的节点C,负载侧电解容为470 μ F。设置测量频率 $f_{\rm M}$ 为2 MHz,利用 LCR测试仪测量双节点通信结构(仅包含发送与接收2个通信节点)的各环节在对应频率下的阻抗值如附录A表A2 所示。由表可见,在2 MHz的频率下,负载电解容已呈感性,1 m的直流平行直导线对应的电感值约为758 nH,实际测量线路并非完全紧贴导致式(9)中平均线间距D较大,故实测值大于图6中的仿真结果644 nH。

振幅键控 ASK(Amplitude Shift Keying)是典型的以幅值为特征量的数字调制解调方式,故将通信节点切换至 ASK 模式进行增益特性验证。在载波频率为 2 MHz 时,通信节点 A 以 2ASK 调制方式连续发送高电平向直流母线注入高频信号。功率负载侧添加电解电容前后,发送端、接收端处的高频信号 $v_{\text{TX}A}$ 、 $v_{\text{RX}C}$ 的放形分别如图 8(a)和图 8(b)所示。图 8(a)中 $v_{\text{TX}A}$ 、 $v_{\text{RX}C}$ 的有效值分别为 2.59、2.55 V;图 8(b)中 $v_{\text{TX}A}$ 、 $v_{\text{RX}C}$ 的有效值分别为 1.28 V、232 mV,对应的实际传输增益值分别为 0.985 与 0.181,与将测量参数代入式(1)和式(2)后得到的传输增益值 0.996和 0.185 基本一致。

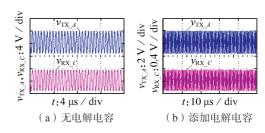


图 8 双节点通信传输实验波形

Fig.8 Experiment waveforms of dual-node communication transmission

2)多节点传输增益特性。

将直流母线替换为8 m长的导线,对于含有图 A5 所示的3个通信节点的工况,其结构示意图与传输等效电路如附录 A图 A6 所示。图中:节点 A 直接并联在直流源处;节点 C 搭载在直流母线中点处;节点 B 则搭载在节点 A 与节点 C 中心处。

在载波频率为1 MHz时,验证4.1节中得到的多节点信号传输增益特性。设置 f_M =1 MHz,多节点通信结构的各环节在对应频率下的阻抗值如附录 A表

A3 所示。靠近源侧的节点 A 为发送节点,考察靠近负载侧的节点 C 两端接收到的信号增益,节点 B 成为中间节点。将表 A3 中的测量数据代入式(4),求取节点 A 到节点 C 间网络的传输参数矩阵 T_{AC} 如式(11) 所示。

$$T_{AC} = \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}A} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(B)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}(B)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(11)

据此可以得到端口开路电压关系参数 T_{ACII} ,且根据附录A式(A1)、(A2),得到当前传输增益为0.82。

 v_{TX_A} 、 v_{RX_C} 的实测波形如图 9 所示。图中, v_{TX_A} 、 v_{RX_C} 的有效值分别为 1.25 V、992 mV,对应的实际传输增益为 0.79。

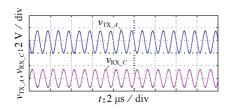


图 9 节点A作为发送节点时 v_{TX_A} 、 v_{RX_C} 的实测波形 Fig.9 Measured waveforms of v_{TX_A} and v_{RX_C} when Node A is sending node

当节点C作为发送节点而节点A作为接收节点时,同样对应的传输等效电路如附录A图A7 $所示。此时的传输参数矩阵<math>T_{CA}$ 和有源网络阻抗分别如附录A式(A3)、(A4)所示。进而结合表A3,根据附录A式(A5)计算得到节点C发送到节点A的传输增益为0.273。 $v_{RX,A},v_{TX,C}$ 的实测波形如图10所示。图中, $v_{RX,A},v_{TX,C}$ 的有效值分别为305 mV、1.16 V,对应的实际传输增益为0.263,与理论计算值基本一致,证明了多节点传输增益特性分析的正确性。

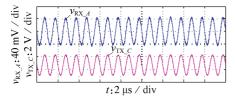


图 10 节点 C作为发送节点时 v_{RX_4} 、 v_{TX_C} 的实测波形 Fig. 10 Measured waveforms of v_{RX_4} and v_{TX_C} when Node C is sending node

2.3 增益特性应用

本文给出的直流信道中高频信号传输增益计算 公式可用于在给定信道环境下评估传输收发能力、 配置满足信号强度要求的节点通信设备,以及在既 有发送器或接收器的基础上计算传输距离限制,进 而规划直流载波通信节点分配。

以2.2节中的参数为例,考虑直流信道的本底噪声,测量直流功率传输中接收端纹波波形 v_n如图 11

所示,图中纹波有效值约为 18 mV。为保证滤波耦合前接收端信号提取处信噪比不低于 5 dB,对应信号的电压有效值至少为 32 mV。利用表 A2 中的参数值,由附录 A 式 (A6) 可计算得到任意传输距离 l 下的传输增益。设发送端注入信号有效值为 3 V,求解得到 $l \approx 21.2$ m,故在上述直流信道环境下,当发送端注入信号有效值为 3 V 时,若接收端信噪比要求为不低于 5 dB,则最长的有效传输距离约为 21.2 m。

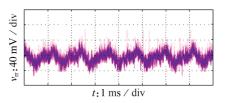


图 $11 v_r$ 波形 Fig.11 Waveform of v_r

可见,只需获取单独的节点或器件参数,即可求解对应配置工况下信道的整体信号增益。明确了量化信号强度与传输距离间关系的增益计算公式为实际直流载波通信系统的搭建配置或功能测试提供了约束关系,具体应用流程如图12所示。

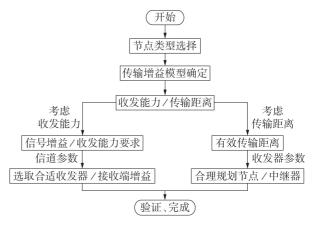


图 12 应用流程 Fig.12 Application flowchart

2.4 通信功能实现

2.2、2.3节的内容同时也验证了所搭建的含3个通信节点的直流载波通信实验平台满足传输增益要求,在此基础上对搭建的直流载波通信实验平台进行基本通信功能验证。在105 W 功率传输下同步进行信号传输,设置数据传输速率为115 200 bit / s,节点 A 以广播的形式向节点 B 发送对应的通信指令,基带数据为 0x AB,对应发送的数据位为 10101011。通信速率测试的结果如附录 A 图 A8 所示,1个比特位宽,即单个比特所持续的时间约为 8.68 μ s,由此可以得到通信速率为 $\frac{1}{8.68}$ =115 207 (bit / s) ≈ 115.2 (kbit / s)。



从靠近直流源侧的节点 A 通过 8 m长的直流母线向最远端负载侧的节点 C 发送指令 0xAC,示波器观测到的各点关键波形如附录 A 图 A9 所示。当基带数据为"0"时,调制输出相应的高频信号。对应的发送端及接收端的基带数据如附录 A 图 A10 所示。节点 C 接收到通信数据后点亮相应的 LED 指示灯,如附录 A 图 A11 所示,证明通信成功。

采集FPGA控制器内部信号,利用PC逻辑分析仪对波形实时分析,如附录A图A12所示。将发送的基带信号与接收解调出的基带信号逐个进行比对,在30 min内约1.3亿个比特的传输过程中,恢复出错的比特数为0,即传输误码率为0,证明了通信的可靠性。

3 结论

直流载波通信系统在实际应用中由于直流母线信道复杂多变,需要在掌握实际物理信道特性的基础上进行优化。本文考虑低压直流信道在高频下的阻抗特性与信号传输增益特性,重点分析了高频下传输线的阻抗特性以及搭载通信节点后信号传输等效电路,给出了利用级联T型网络和阻抗测量参数来获取直流载波通信网络中任意2个收发节点间信号增益的方式,并通过实验进行验证,最终实现了28 V / 100 W、通信速率达115.2 kbit / s 的功率与信号同步传输。

在实际搭建直流载波通系统中,根据传输线及 无源器件的高频阻抗特性,基于本文方法可以确定 节点间传输增益特性,有利于载波频率的选取优化 与通信中继等的配置,提高直流载波通信系统效能。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

- [1] 祁兵,王畅,李彬,等. 低压直流电力线载波通信系统设计[J]. 智能电网,2017,5(8):822-826.
 - QI Bing, WANG Chang, LI Bin, et al. Design of low-voltage DC power line carrier communication system[J]. Smart Grid, 2017,5(8):822-826.
- [2] LODI G A,OTT A,CHEEMA S A,et al. Power line communication in automotive harness on the example of local interconnect network[C] //2016 International Symposium on Power Line Communications and its Applications(ISPLC). Bottrop,Germany: IEEE,2016;212-217.
- [3] 王艳,王阳,赵洪山,等. 中压配电物联网架空线-电缆混合线路电力线载波信道建模[J]. 电力自动化设备,2021,41(1):20-26,33.
 - WANG Yan, WANG Yang, ZHAO Hongshan, et al. PLC channel modeling of medium voltage distribution Internet of Things overhead line-cable hybrid line[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(1):20-26, 33.
- [4]周小飞.基于直流载波的井下仪器通信技术的研究[D].东营:中国石油大学(华东),2016.
 - ZHOU Xiaofei. The research of DC carrier communication applied in the down-hole tools[D]. Dongying: China University

- of Petroleum(Huadong), 2016.
- [5] 杨锋,张金娅,王岩,等. 基于直流电力线载波通信的光伏组件 监测系统[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版),2016,36(6): 39-44.
 - YANG Feng,ZHANG Jinya,WANG Yan,et al. Photovoltaic module monitoring system based on DC power line carrier communication[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition),2016,36(6):39-44.
- [6] 刘晓胜,刘佳生,孙贺,等. 用于电力线通信系统的OFDM定时同步算法[J]. 电力自动化设备,2018,38(1):179-183. LIU Xiaosheng, LIU Jiasheng, SUN He, et al. OFDM timing synchronization algorithm for power line communication system [J]. Electric Power Automation Equipment,2018,38(1):179-183.
- [7] 王艳,陈浩,赵洪山,等. 网络模式下配电物联网载波通信匹配组网方法[J]. 电力自动化设备,2021,41(6):59-65,80. WANG Yan,CHEN Hao,ZHAO Hongshan,et al. Matching networking method for carrier communication of distribution Internet of Things under network mode[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(6):59-65,80.
- [8] PINOMAA A, AHOLA J, KOSONEN A, et al. Noise analysis of a power-line communication channel in an LVDC smart grid concept[C]//2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Johannesburg, South Africa; IEEE, 2013; 41-46.
- [9] ANTONIALI M, DE PIANTE M, TONELLO A M. PLC noise and channel characterization in a compact electrical car[C]// 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications. Johannesburg, South Africa: IEEE, 2013: 29-34.
- [10] 王睿驰. 能量-信息一体化的电能路由器关键技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2019.
 WANG Ruichi. Research on key technologies of power/data integrated energy router[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019.
- [11] HE Xiangning, WANG Ruichi, WU Jiande, et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power[J]. Nature Communications, 2020,11(1):1-12.
- [12] 张邦全. 差分混沌移位键控通信系统优化设计与分析[D]. 厦门:厦门大学,2019.

 ZHANG Bangquan. Optimization and analysis of differential
 - chaotic shift keying communication system[D]. Xiamen: Xiamen University, 2019.
- [13] 宋非. 直流电力线载波通信自适应阻抗匹配系统的设计与实现[D]. 南京:南京邮电大学,2019.
 SONG Fei. Design and implementation of adaptive impedance matching system for DC power line carrier communication[D]. Nanjing:Nanjing University of Posts and Telecommunications,2019.
- [14] MAO Wang, ZHANG Xing, CAO Renxian, et al. A research on power line communication based on parallel resonant coupling technology in PV module monitoring[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3); 2653-2662.
- [15] GRASSI F, PIGNARI S A, WOLF J. Assessment of CAN performance for Powerline Communications in DC differential buses [C]//2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems. Tel Aviv, Israel; IEEE, 2009:1-6.
- [16] GRASSI F, PIGNARI S A, WOLF J. Channel characterization and EMC assessment of a PLC system for spacecraft DC differential power buses[J]. IEEE Transactions on Electro-



magnetic Compatibility, 2011, 53(3):664-675.

- [17] GRASSI F, SPADACINI G, PIGNARI S A. Effects of imbalance on conducted immunity of a PLC link onto a DC power-bus for spacecraft[C] //2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility(APEMC). Taipei, China: IEEE, 2015:665-668.
- [18] 吴建德. 基于电力电子电路的功率 / 信号复合传输方法和理论研究[D]. 杭州:浙江大学,2012.
 WU Jiande. Method and theory of power / signal multiplexig transmission based on power electronics circuits[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012.
- [19] 王琦,赵启明,袁建生.长直平行双导线电感传统计算方法误差分析与修正[J]. 电线电缆,2017(6):1-4,40.

WANG Qi, ZHAO Qiming, YUAN Jiansheng. Error analysis and correction of traditional method for long straight parallel double-conductor circuit's inductance value calculation[J].

Wire & Cable, 2017(6):1-4,40.

作者简介:



朱俊辉(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输技术、直流载波通信技术(\mathbf{E} -mail;jonahzhu@nuaa.edu.cn);

李荷丹(1983—),女,工程师,硕士研究 生,主要研究方向为电力电子技术(**E-mail**: ldd_2008@yeah.net);

陈乾宏(1974—),女,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子技术、磁集成技术、无线电能传输技术(E-mail:

chenqh@nuaa.edu.cn).

(编辑 任思思)

Research of gain characteristics and system implementation for 28 V low voltage DC carrier communication system

ZHU Junhui¹, LI Hedan², HE Mingliang¹, ZHANG Xiaojing², LIU Fei², CHEN Qianhong¹

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China)

Abstract: The transmission characteristics and impedance characteristics at high frequency of DC channel with communication nodes are emphatically analyzed, which indicates that the characteristics of actual physical transmission channel are key factors influencing the signal transmission gain, effective transmission distance and reliability of signal transmission. Meanwhile, the transmission gain formulas of high frequency signal under various node configurations are derived by using analytical circuit model of channel structure. On this basis, a multi-node DC carrier communication experiment platform with a total transmission distance of 8 m is established, based on which the experiments under 1 MHz/dual-node and 2 MHz/multi-node conditions are carried out to individually verify the correctness and effectiveness of channel transmission gain formulas obtained by analysis. In addition, the 28 V / 100 W DC power transmission and zero-BER (Bit Error Rate) signal transmission with a bit rate of 115.2 kbit/s are realized simultaneously.

Key words: power line carrier; DC carrier communication; high frequency characteristic; impedance characteristic; transmission gain

附录 A

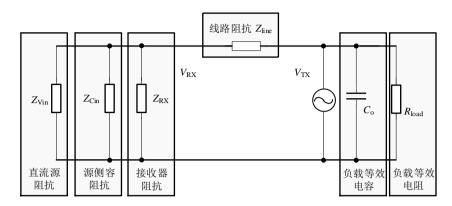


图 A1 双节点近负载发送等效电路

Fig.A1 Equivalent circuit of dual-node near-load transmission

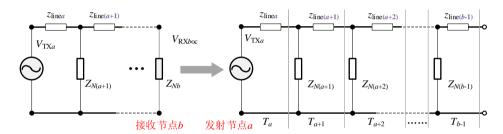


图 A2 左侧二端口网络结构

Fig.A2 Structure of two-port network

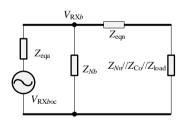


图 A3 最终等效电路

Fig.A3 Final equivalent circuit

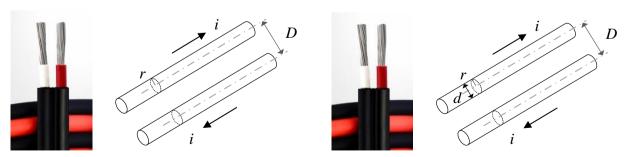


图 A4 平行直流母线及模型

Fig.A4 Parallel DC transmission line and corresponding model

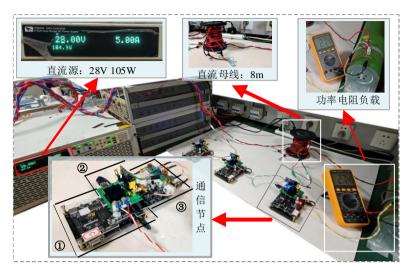


图 A5 直流载波通信实验平台

Fig.A5 Experimental platform of DC carrier communication

表 A1 通信节点参数 Table A1 Parameters of communication node

序号	项目	具体参数	
1	FPGA 控制器	Altera-EP4CE6	
2	DC/DC 供电电路	28V-12V、28V-5V、5V-3.3V	
3	AFE 模拟前端、耦合滤波电路	ADC (30MHz)、 DAC (125MHz) 转换器、线路驱动器、耦合变压器 等	

表 A2 双通信节点参数($f_{\rm M}$ =2MHz)

Table A2 Parameters of dual-node configuration ($f_{\rm M}$ =2MHz)

项目	参数	
坝日	电阻值 R	电抗值 X
1m 长平行直导线	$294.5~\mathrm{m}\Omega$	9.526Ω
节点 C 输入阻抗	165Ω	-128Ω
功率负载阻抗	74.83Ω	306.95Ω
负载电解容阻抗	$160.2 \mathrm{m}\Omega$	2.156Ω

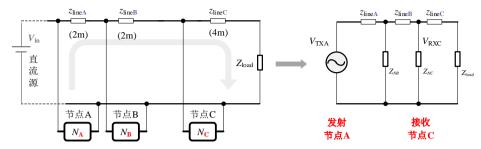


图 A6 节点 A 发送结构示意图与等效传输电路

Fig.A6 Diagram of structure where node *A* is sender and corresponding equivalent circuit

表 A3 多通信节点结构参数($f_{\rm M}=1{
m MHz}$)

Table A3 Parameters of multi-node structure ($f_{\rm M}$ =1MHz)

帝口	参数	
项目 	电阻值 R	电抗值 X
节点 A 输入阻抗 Z _{NA}	$181.92~\Omega$	$189.85~\Omega$
节点 B 输入阻抗 Z _{NB}	$181.63~\Omega$	$192.92~\Omega$
节点 C 输入阻抗 Z _{NC}	$185.16~\Omega$	$185.96~\Omega$
A、B 间线路 ZlineA	$498.2~\text{m}\Omega$	$10.07~\Omega$
B、C间线路 ZlineB	$489.8~\text{m}\Omega$	$9.88~\Omega$
C、负载间线路 ZlineC	$898.4~\text{m}\Omega$	$16.63~\Omega$
直流源输出阻抗 Z _{Vin}	$278.5~\text{m}\Omega$	$7.85~\Omega$
功率负载 Zload	$30.85~\Omega$	133.93 Ω

$$\begin{cases} Z_{\text{eqa}} = z_{\text{line}B} + Z_{NB} \ /\!/ \ z_{\text{line}A} \\ Z_{\text{eqn}} = z_{\text{line}C} \end{cases}$$
 (A1)

$$|G_{AC}| = \frac{1}{T_{AC11}} \left| \frac{Z_{N(C)} / \!\! / (Z_{\text{eqn}} + Z_{\text{load}})}{Z_{\text{eqa}} + Z_{N(C)} / \!\! / (Z_{\text{eqn}} + Z_{\text{load}})} \right| = 0.82$$
 (A2)

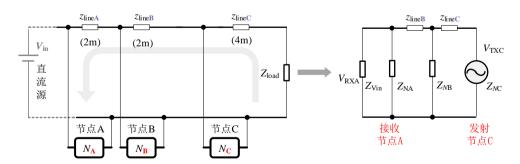


图 A7 节点 C 发送结构示意与对应的等效传输电路

Fig.A7 Diagram of configuration where node *C* is sender and corresponding equivalent circuit

$$\boldsymbol{T}_{CA} = \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}B} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{N(B)}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{\text{line}A} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(A3)

$$Z_{\text{eqa}} = z_{\text{line}A} + Z_{N(B)} // z_{\text{line}B}$$
 (A4)

$$|G_{CA}| = \frac{1}{T_{CA11}} \left| \frac{Z_{N(A)} // Z_{Vin}}{Z_{eqa} + Z_{(A)} // Z_{Vin}} \right| = 0.273$$
 (A5)

$$G(l) = \frac{V_{\text{RX}}}{V_{\text{TX}(l)}} = \left| \frac{Z_{C_o} /\!\!/ Z_{\text{RX}} /\!\!/ Z_{\text{load}}}{Z_{C_o} /\!\!/ Z_{\text{RX}} /\!\!/ Z_{\text{load}} + Z_{\text{line}(l)}} \right|$$
(A6)

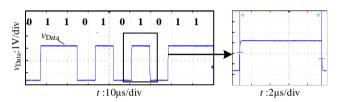


图 A8 通信速率测试波形

Fig.A8 Testing waveforms of bit rate

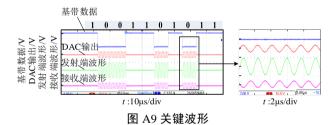
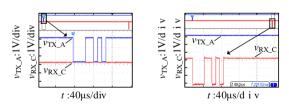


Fig.A9 Key waveforms



(a) 发送基带数据 (b) 接收基带数据 图 A10 发送与接收基带数据

Fig.A10 Transmitting and receiving baseband data



图 A11 节点 C 响应 Fig.A11 Response of Node C



图 A12 逻辑分析仪测试结果

Fig.A12 Testing results in logic analyzer