

低压直流载波通信系统特性研究

Research on Characteristics of Low Voltage DC Carrier Communication System

朱俊辉¹, 陈乾宏¹, 何明亮¹

¹南京航空航天大学自动化学院, 南京 211106

摘要: 直流载波通信技术通过复用直流供电母线进行数据传输, 可减小通信单元及线缆的体积与重量, 提高有效载荷比重, 并增加通信冗余度。本文首先介绍了低压直流载波通信系统的应用背景及研究现状, 针对通信系统可靠性问题, 通过分析直流载波通信系统的组成与通信过程, 指出以调制解调技术为核心的通信环节与实际物理传输信道的特性是影响直流载波通信可靠性的关键。本文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, 并推导给出了不同通信节点配置情况下基于阻抗测量的高频信号增益计算方式。最终搭建了 28V/100W 下传输 8m 的多节点直流载波通信实验平台, 在实现基本的通信功能基础上, 分别在 1MHz 双节点与 2MHz 多节点传输工况下验证了所给信道传输特性与阻抗特性的正确性。

关键词: 直流载波, 可靠性, 传输增益, 高频特性

1 引言

电力线载波通信技术 (Power Line Communication, PLC) 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为直流载波通信系统^[1-6]。如图 1 所示, 其在发送端将载有信息的数据以高频信号的方式加载于直流传输母线上, 在传输线上实现功率与信号的同时传输, 接收端再将高频信号分离提取。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除了在传输功率的同时还以通信媒介的角色来承担信息的传送功能, 从而达到节省系统中用于通信、控制等的专用信号传输线, 或者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。该技术在钻探探测、重布线成本高等工业环境或轻量化要求高的移动运载等系统中需求广泛。

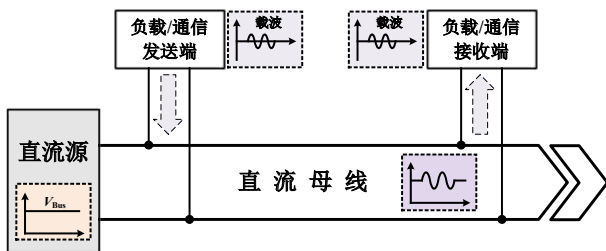


图 1 直流载波通信系统示意图

尽管直流载波通信技术具有上述众多优点, 但原始的直流供电母线并非专为通信信道设计, 信道环境复杂多变, 其作为信号传输线时具有如下特点 (1) 线上干扰强: 直流母线上功率负载会带来从数十 kHz 到几十 MHz 的宽频噪声谐波, 线上负载的接入及起停的随机性、时变性强^[7-8]; (2) 信道传输特性不佳: 直流线负荷情况复杂, 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 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影响情况并优化二者的兼容程度。如 [9-10], [11-12] 等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方面进行了应用研究; [13] 中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, 增强了系统的自适应能力与灵活性; 此外 [14-17] 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一系列电磁兼容方案。

本文将对直流载波通信技术进行简要介绍, 指出其关键组成部分。结合提升传输信道质量以扩展低压直流载波

通信的应用范围的目的,从应对特殊信道复杂电磁环境与传输信道适应能力两方面分别针对直流载波通信系统的调制解调这一通信部分和直流传输系统的高频特性这一功率环节展开了分析与讨论。其中,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上述理论分析进行了验证。

2 直流载波通信系统概述

2.1 直流载波通信组成

图2所示为一个直流载波通信网络节点的组成,控制器负责基本的通信调制解调等;AFE(Analog Front End)模拟前端部分实现数字量与模拟量之间的转换,并根据通信需求对其电压或功率等进行调节;滤波、耦合器作为节点于直流母线的连接环节,实现信号的不失真注入及提取。

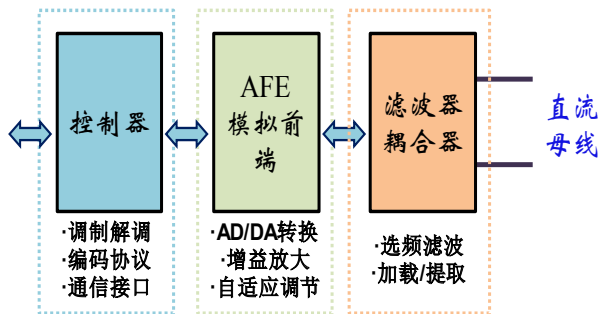


图2 直流载波通信组成部分

2.2 直流载波通信过程

直流载波通信过程中信源发出的基带信号通常频率较低,甚至含有直流成分,而且考虑直流信道的噪声特性,数百kHz的基带频率与直流母线上的开关变换器工作频率相差较小甚至重叠,因此为了避免二者之间的干扰,除复用了现有的直流母线作为通信信道及需要增加耦合电路外,直流载波通信过程与传统的频带通信过程相同,需要结合数字调制解调进行频带通信甚至宽带通信^[18]。

如图3所示,源系统利用基带信号对高频载波进行调制,从而把基带信号的频率范围搬到较高的频段,并转

换成为模拟的信号,再经过滤波、放大及耦合使之与信道特性相适应,以更好地在模拟信道中传输。

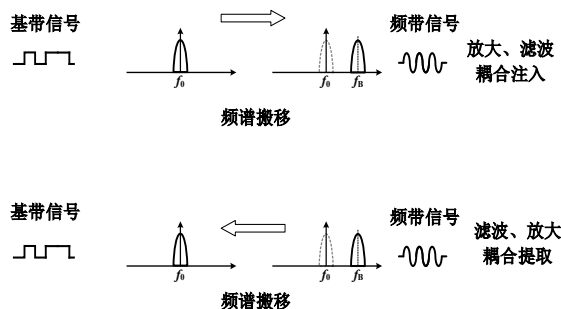


图3 直流载波通信过程示意图

上述过程实现了信号的频谱搬移,高频的调制信号最终被加载注入到了直流母线中,随后进入信道的传输系统中。

目的系统的数据接收过程则实现了源系统的逆向过程,从直流母线上耦合提取到高频调制信号,进行滤波放大以保证接收器能正确读取所需信号,之后将收到的模拟信号进行解调,将信号从传输高频搬移回到基带低频部分,将其恢复为原始的基带信号,还原得到源系统中产生的数字比特流,由此完成了整个信号传输过程。

通信实现的调制解调、加载及提取的耦合过程以及直流母线信道上的传输特性都会影响信号在直流线上的传输特性。其中的调制解调过程涉及信号的变换与频谱扩展,是信号抗干扰能力的核心体现;此外的信号加载及提取则涉及终端与信道的交互过程,在信号滤波去噪、频率选择等起到关键作用。

高频信号在直流母线上的传输过程属于载波通信的传输系统,在整个信号传输过程中物理比重最大,不可控程度最高。

调制解调过程属于信号进入传输信道前的数字过程,而耦合加载、提取及直流信道中的高频信号传输过程发生在载波通信的物理传输系统中。结合上述过程分析,提升直流载波通信的通信质量与这两个方面紧密相关,对应解决方案框图如图4所示。接下来,本文从上述三个方面展开分析与论述。

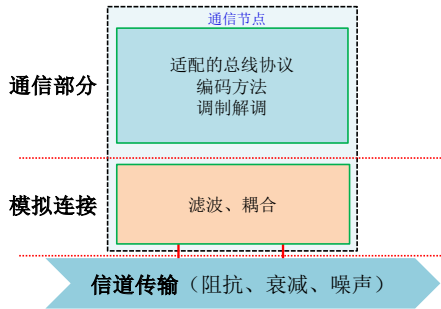


图4 直流产波传输关键解决层面

2.3 直流产波通信系统可靠性评估

(1) 通信系统可靠性：考虑载波信号在直流母线上的过程，对应的评估指标主要有：信噪比、数字信号误比特率及最终信息的传输成功率等。

(2) 供电系统可靠性：同电源性能测试指标，如负载调整率、纹波等，在特定的应用场合下还可以结合相关标准规范。

3 通信部分

3.1 物理层信道与基本层次

引言中已经指出，复杂的直流信道环境并不利于信号的可靠传输，其接收端的信号幅值、相位及频率等易受干扰而畸变，导致鉴别过程出错，较低的信噪比使得通信误码率偏高。

针对复杂的信道环境，需通过提高通信系统的抗噪声、抗干扰能力来保证系统的可靠性。要解决上述问题，应首先对噪声频段进行分析，对通信节点的AFE前端模拟部分而言合理设置滤波、耦合器，尽可能保证载波信号频率能完整提取且同时对噪声集中的频段有较大的衰减能力。

借鉴计算机网络OSI协议体系结构，考虑通信过程的基本层次结构，自下而上与通信可靠性直接相关的为物理层与链路层部分。物理层与信号传输的基本硬件组成与物理媒介直接相关，而链路层则基于物理层的数字比特组成相应的控制信息。

3.2 调制解调

编码及调制解调方式的选取是物理层通信过程的关键，其对应的编码、调制解调方式应具有一定的抗噪、抗干扰能力，满足基本的信噪比要求，最关键的一点为在接

收端解调过程中，高频信号的鉴别提取不应对直流线上的电平扰动有较强的敏感性。

电力线载波通信分为传统的频带传输技术和扩频通信(Spread Spectrum Communication)技术。频带传输就是用载波调制的方法将携带信息的数字信号的频谱搬到较高的载波频率上，是数字信号调制的基本方法，基本的调制方式包括幅值键控(ASK)、频率键控(FSK)和相位键控(PSK)以及相关派生调制技术，具体为高阶的M-xSK及正交幅度调制方式M-QAM，其中M为2、4、8等，这些多元、高阶的调制解调方式增加了一个码元所携带的比特数，载波频率单一确定。传统的载波通信最大的弱点是抗干扰能力有限，为此扩展频谱通信就通过编码及调制的方法，将信号所占有的频谱带宽扩展到远大于所传信息必需的最小宽度，同时与所传信息数据相解耦。目前电力线载波通信常用的扩频技术主要为：直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)、线性调频(Chirp)和正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)等。此外，调频(Frequency Hopping, FH)、跳时(Time Hopping, TH)以及上述各种方式的组合扩频技术也较为常用^[19]。

其中，OFDM技术是一种被电力载波通信行业普遍看好且应用的高效多载波宽带复用技术，采用了一组相互正交的子载波构成信道来传输数据流，具有频带利用率高、抗信道衰落、抗干扰性强的优点。OFDM技术在划分的各个频段下采用不同频率的子载波，各子载波同时也可以采用上述不同的调制技术。目前的宽带电力线载波芯片中大都采用这种调制解调方式，能够实现Mbps级的比特传输率^[20]。

3.3 检错与纠错

在物理层中还将要发送的基带信号首先进行编码再调制，为解决因干扰带来的误码问题，对应的信道编码方式有重复码、奇偶校验、Turbo卷积码等多种方式，同时接收端通过对应的解码校验来判断接收到的数据是否在传输中发生改变而出错，甚至直接进行纠错，恢复为原先正确的数据。

当噪声或干扰已经带来物理层的比特差错后，以帧为基本单元的链路层中还有差错检测机制，可以进一步避免既有的比特差错继续对通信带来影响。常用的方式为循环

冗余检验 CRC (Cyclic Redundancy Check) 检错技术。

通信系统中差错控制能力是衡量通信系统性能的重要内容,也是保证通信系统可靠性的重要手段。差错控制的基本方法为:接收方进行差错检测,并向发送方应答,告知是否正确接收。当检测到有差错出现时,需要进行“纠错”,常利用自动请求重传 Automatic Repeat Request (ARQ) 机制来反馈补充发送先前的错误帧,此类的措施发挥作用以保证最终接收到的信息正确无误。

综上,为了避免非理想信道中的诸多因素使得载波通信不能传输或传输错误的信息,不同层次的主动抗干扰方式,以及在错误已经出现而避免带来进一步影响的被动纠错方式都提高了通信可靠性,具体的应对机制总结在图 5 中。

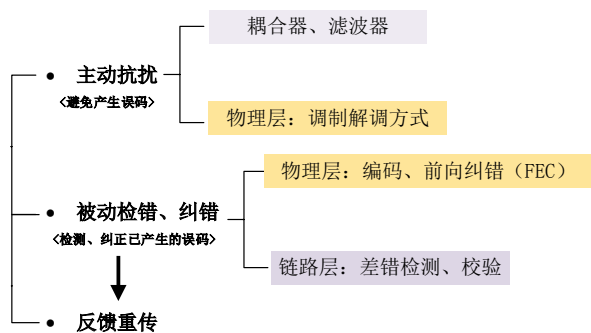


图 5 提高通信可靠性对应机制

4 物理信道

4.1 信号传输增益特性

对于低压的直流功率系统,其传输距离一般不长,当被调制的高频载波频率不超过 10MHz,本文考虑传输距离不超过 30m 的直流载波通信系统,对应传输线未超过信号波长,因此仍然可以采用集总参数的电路模型进行等效,不考虑高频信号的反射、串扰等问题。

直流传输线除存在直流电阻外,还存在着分布电容和电感,传输信号的输入阻抗会随着频率的增加而减少;随着传输线长度增加,对信号的衰减程度也随之增加。此外,更为关键的是直流母线上的多负载对信号传输带来的影响,直流线上的负载阻抗会随着单机负载的电气特性而不断变化,同时,负载从母线上获取电能的 DC/DC 开关变换器等输入端含有滤波用的较大的电容,其并联在直流母线的

两端,很容易将线上的高频载波信号短路。而当负载阻抗较小时,又会使得信号发射端的发射内阻损耗增加,发热严重^[21]。

在一个信号传输过程中,发送端将高频信号加载于直流母线,经此传输至接收端。电力线载波通信中接收端通常利用电压量作为信号特征进行后续的采样鉴别,故考虑高频信号在直流信道上的电压增益特性。

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,如图 6 的信道电路模型图所示,在同一直流传输母线介质上,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,高频信号的传输可等效为图 7 所示。其中 Z_{line} 、 Z_{Co} 、 Z_{load} 分别为线路阻抗、功率负载容抗及功率负载阻抗; Z_{RX} 则为接收器整体等效阻抗; V_{TX} 和 V_{RX} 分别为发送端及接收端处的高频信号有效值。

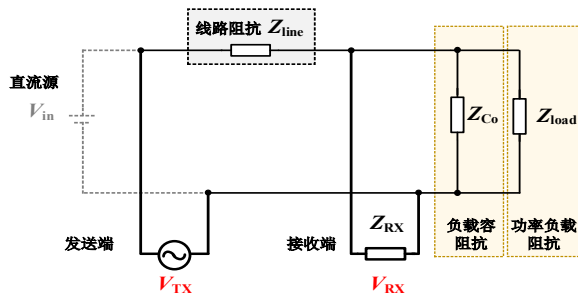


图 6 双节点近源发送结构示意图

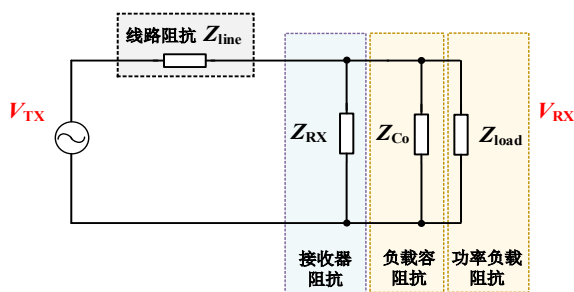


图 7 双节点近源发送等效电路

(1) 近源端发送,近负载端接收

传输信号的增益特性表达式如式 1 所示

$$G_{sl} = \frac{V_{RX}}{V_{TX}} = \frac{Z_{Co} P Z_{RX} P Z_{load}}{Z_{Co} P Z_{RX} P Z_{load} + Z_{line}} \quad (1)$$

从式中可见, 该种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, 在确定长度的传输线路上, 接收器两端等效并联阻抗决定了高频信号的增益值, 当功率负载容较大或传输线路较长时, 对应频率下的阻抗值过低, 使得信号传输增益较小, 低于接收器的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, 对应电路模型及信号传输等效电路图分别如图 8 和图 9 所示。此时, 信号发送源从直流功率母线的负载侧发出, 经由传输线至输入源侧。考虑直流源输出滤波电容的效应, 单独提取出源侧容阻抗作为一个增益特征参数。该情形下的传输信号增益表达式如式 2 所示。

$$G_{Is} = \frac{V_{RX}}{V_{TX}} = \frac{Z_{RX} P Z_{Cin} P Z_{Vin}}{Z_{RX} P Z_{Cin} P Z_{Vin} + Z_{line}} \quad (2)$$

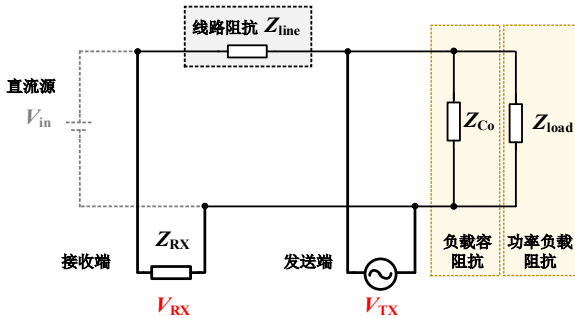


图 8 双节点近负载发送结构示意图

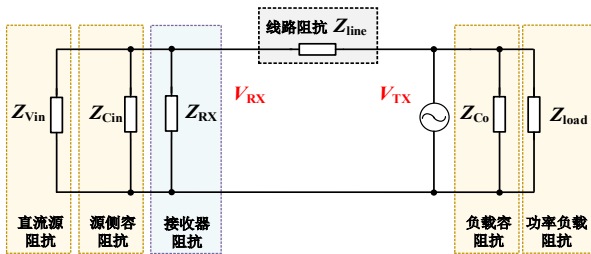


图 9 双节点近负载发送等效电路

与式 (1) 相同, 增益特性与接收器两端等效阻抗及线路阻抗有关, 同样地, 若直流源侧输出电容较大, 易使得该频段下等效阻抗最终呈现容性, 则接收器两端等效阻抗会被拉低, 影响到通信有效性。

(3) 多节点传输增益

考虑直流传输母线上搭载多个网络节点的情形, 在半双工通信模式下, 每个搭载的节点均可发送信号或接收信号。如图 10 所示, 节点 1 与节点 n 分别直接并联在直流源、功率负载两端; 相邻节点 N_i 与 N_{i+1} 之间的分段直流传输线阻抗为 z_{linei} 。

图 10 所示的多节点结构对应等效电路结构如图 11 所示, 当节点 N_i 作为接收端时, 其输入阻抗为 Z_{Ni} ; 发送端与接收端之间信号传输仅有“近源端→近负载端”和“近负载端→近源端”两种情形, 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_{TXa} , 经过中间多个节点网络阻抗分压至接收节点 b。接收节点 b 处作为负载, 其两端电压为 V_{RXb} 。对应的信号传输增益为

$$G_{ab} = \frac{V_{RXb}}{V_{TXa}} \quad (3)$$

图 11 中蓝色框中的有效信号传输部分对应如图 12 所示, 为获取到 V_{TXa} 与 V_{RXb} 间的关系, 可以通过戴维南等效来简化图 12 中的电路模型。接收节点 b 所在支路左侧可视为一个多个 T 型网络级联组成的有源二端口网络, 支路的右侧则为多个 T 型网络级联组成的无源二端口网络。如图 13 所示, 上述二端口网络从 V_{TXa} 到 V_{RXb} 之间的级联 T 网络传输参数为

$$T = T_a T_{a+1} T_{a+2} \dots T_{b-1} = \begin{bmatrix} 1 & z_{linea} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ z_{N(a+1)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{line(a+1)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ z_{N(a+2)} & 1 \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ z_{N(b-1)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{line(b-1)} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & z_{linea} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \prod_{j=a+1}^{b-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ z_{Nj} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{linej} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

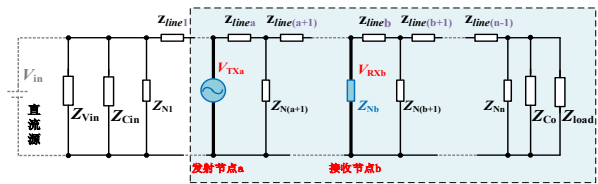


图 11 多节点结构等效电路

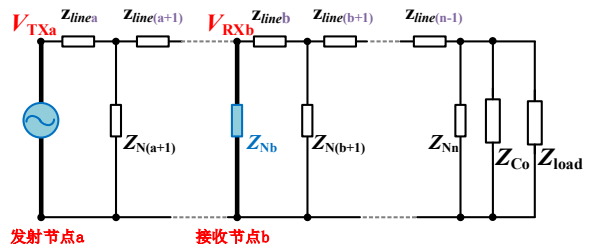


图 12 多节点传输等效电路

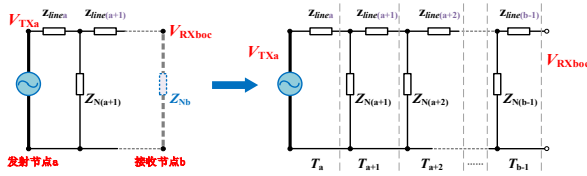


图 13 左侧二端口网络结构

设接收节点 b 所在支路两端的开路电压为 V_{RXboc} , T_{11} 为式 (5) 传输参数 T 矩阵的首行首列, 即开路时端口电压之比, 则有

$$V_{TXa} = T_{11} V_{RXboc} \quad (5)$$

此外, 如图 14 所示计算接收节点支路左侧有源网络戴维南等效阻抗 Z_{eqa} 及右侧无源网络等效阻抗 Z_{eqn} , 由此得到最终求取 V_{TXb} 的戴维南等效电路如图 15 所示。

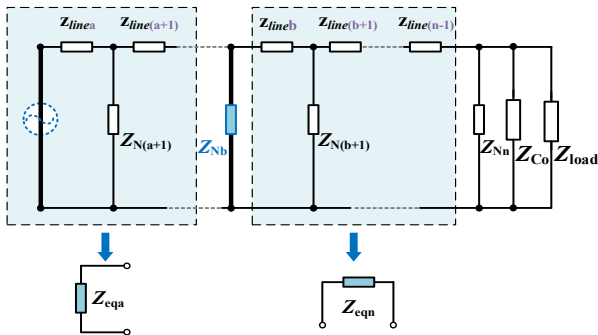


图 14 端口网络阻抗等效

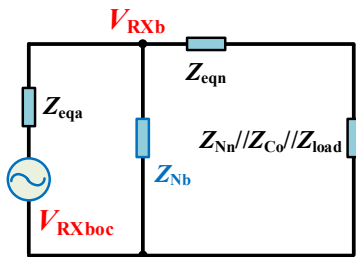


图 15 最终等效电路

根据图 15 的等效电路, 接收节点两端电压 V_{RXb} 与 V_{RXboc} 关系式如式 (6):

$$\frac{V_{RXb}}{V_{RXboc}} = \frac{Z_{Nb} P(Z_{eqn} + Z_{Nn} P Z_{Co} P Z_{load})}{Z_{eqa} + Z_{Nb} P(Z_{eqn} + Z_{Nn} P Z_{Co} P Z_{load})} \quad (6)$$

结合式 (6), 可得式 (4) 的信号传输增益表达式:

$$G_{ab} = \frac{V_{RXb}}{V_{TXa}} = \frac{1}{T_{11}} \frac{Z_{Nb} P(Z_{eqn} + Z_{Nn} P Z_{Co} P Z_{load})}{Z_{eqa} + Z_{Nb} P(Z_{eqn} + Z_{Nn} P Z_{Co} P Z_{load})} \quad (7)$$

同样地, 根据结构对称性, 可以得到当发送端相对靠近负载侧而接收端靠近源侧传输工况下的传输增益表达式如式 (8) 所示, 其中 T'_{11} 为从近负载侧发送端 V_{TXb} 到近源侧接收端 V_{RXa} 之间的级联 T 网络的传输参数中端口电压之比。

$$G_{ba} = \frac{V_{RXa}}{V_{TXb}} = \frac{1}{T'_{11}} \frac{Z_{Na} P(Z'_{eqn} + Z_{N1} P Z_{Cin} P Z_{Vin})}{Z'_{eqa} + Z_{Na} P(Z'_{eqn} + Z_{N1} P Z_{Cin} P Z_{Vin})} \quad (8)$$

由此可见, 对于线上多网络节点的传输工况, 除了直流源端或负载端的阻抗之外, 传输节点间的距离、中间节点数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, 从而延长传输距离。

4.2 直流母线高频特性

直流传输线除了直流电阻带来电压降以外, 其存在较大的电感, 对于高频信号而言, 呈现较大感抗, 如 4.1 中的分析, 会影响高频信号的传输增益特性。

直流水载波通信系统可以利用现有的直流母线进行改造, 挂载通信节点, 故此处以图 16 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。设直流传输线中心含铜部分半径为 r ; 轴线距离为 d ; 两导线长度均为 l , 且 $l \gg d$; 二者中有等大反向的电流 i 。

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

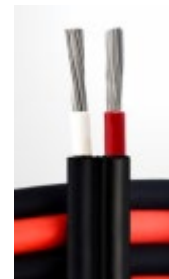


图 16 直流传输线

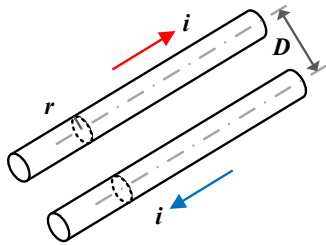


图 17 长直平行传输线模型

传统的长直平行双导线的单位长电感计算公式如式 (9) 所示^[22], 其中 L_i 和 L_e 分别为导线回路的内电感和外电感。通过式 (9) 可知, 线间距 D 与铜芯半径 r 之比越大, 则对应传输线单位电感越大, 且随着线路长度增加, 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增加, 集肤效应导致有效截面积减小, 从而使得对应频率下电阻增大。除此之外, 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, 磁力线分布相对较低频、间距 $D \gg r$ 的情况复杂。若此时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) 的计算公式会带来较大的误差^[23], 故此处利用电磁有限元仿真来计算直流长直平行导线的电感, 并分析其随着导线长度与传输频率变化的影响规律。

以 16AWG 规格的直流导线为例, 其铜芯部分直径为 $2r=1.29\text{mm}$, 整体线径为 3mm , 在双线紧密并排情况下, 两条导线的轴线间距即为 3mm 。利用 Ansys Maxwell 仿真单位长的该规格直流传输线长在频率从 1MHz 变化到 10MHz 下的单回路电感值, 结果如图 18 所示。可见随着频率升高, 线路电抗越大, 对应的高频信号的衰减程度增加。

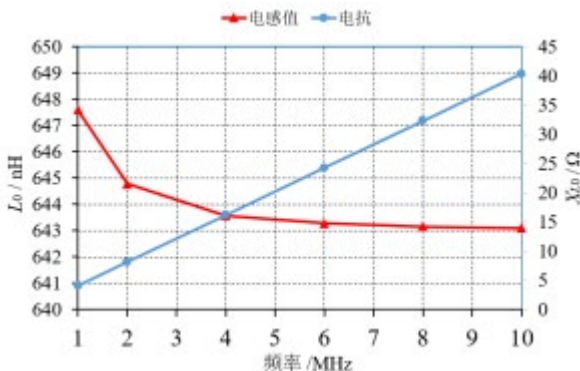


图 18 单位长度平行直导线仿真结果

4.3 耦合变压器

直流载波通信的耦合方式有电容耦合、电感 (变压器) 耦合以及直接耦合等^[24]。在高频信号传输中, 直接耦合方式不再适用; 考虑到直接并联接入方式相较于套接耦合更易于工程实现, 同时低压直流载波通信中, 电气隔离要求低而信号衰减要求高, 因此成本低、信号衰减小的电容耦合方式应用最为广泛, 其中耦合变压器的设计及工作特性直接影响到信号的发送注入与接收提取。

电容耦合方式的基本结构如图 19 所示, 高频电容 C_1 一端与直流母线相连, 另一端与耦合变压器 T_c 相连。该电容一方面耦合高频信号, 一方面起到隔直的作用。耦合变压器 T_c 作为耦合电路的关键, 除了实现隔离作用外, 也实现了信号线的阻抗变换。电容 C_1 和耦合变压器 T_c 组成了高通滤波器, 对应的选频特性使得高频信号通过, 并呈现尽可能小的衰减与线性幅频、相频特性, 同时对低频噪声或干扰信号等起到衰减作用。

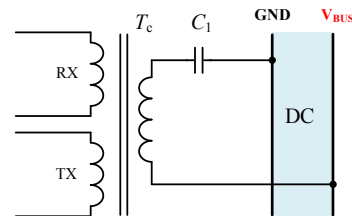


图 19 电容耦合方式示意图

因此, 在实际设计耦合变压器时需要尽量减少线圈的漏感及分布电容, 可采用磁环进行少匝数均匀绕制的方式。与此同时, 在高频下采用高频铁氧体, 如镍锌铁氧体 (NXO 型) 来进行绕制以减少信号传输带来的损耗^[25-27]。

5 直流载波通信平台验证

5.1 直流载波通信实验平台

为验证本文中调制解调方式选取的可靠性以及信道传输增益等分析, 搭建了包含 4 个网络节点, 传输距离为 8m 的直流载波通信实验平台, 如图 20 所示。

除了直流功率传输系统以外, 含有 4 个相同的载波通信节点, 均可以实现数据的发送和接收。各个节点含有 FPGA 主控、DC/DC 供电电路、AFE 前端模拟电路及耦合滤波电路组成, 具体参数如表 1 所示。

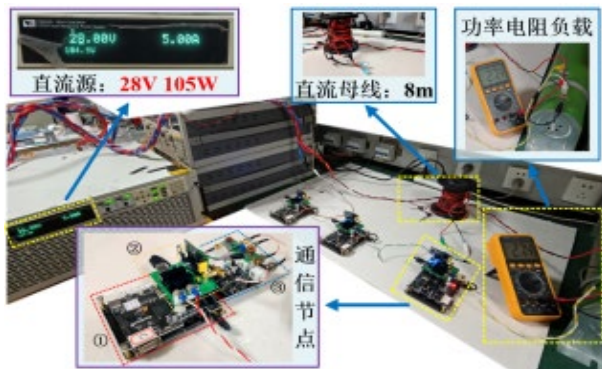


图 20 直流产载通信实验平台

表 1 通信节点参数

序号	名称	具体参数
①	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 DAC 转换器、线路驱动器、耦合变压器等

其中 FPGA 控制器作为控制核心, 实现调制解调过程, 分别利用 DDS 生成数字量化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, 另一方面作为如图 19 所示耦合变压器的耦合端口而与直流母线连接。获取到的直流功率直接为控制器、AFE 等供电。因此控制器、AFE 中的集成芯片等直接成为了直流母线上该节点处的负载。此外, AFE 模拟前端将控制器输出数字量转换为模拟量后进行功率放大, 经过滤波及耦合变压器而加载到直流母线上。

5.2 基本通信功能

在搭建的直流产载通信实验平台上首先进行基本通信功能验证。

设置发送的数据传输速率为 115200 比特率。当节点 A 在总线上以广播的形式向节点 B 发送对应的通信指令, 基带数据为 0xAB, 对应发送的基本比特位为 10101011。如图 21 所示, 对应一个比特位宽约为 8.68 μ s。由此可以计算得通信速率为

$$\frac{1}{8.68\mu\text{s}} = 115207\text{bps} \approx 115200\text{bps} \quad (10)$$

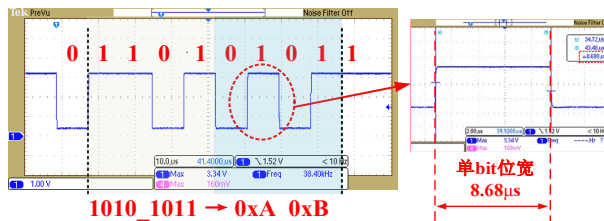


图 21 通信速率验证波形

从靠近直流源侧的节点 A 通过 8m 长的直流传输母线向最远端负载侧的节点 C 发送指令 0xAC, 对应的发送端及接收端的基带数据如图 22 所示。节点 C 接收到通信数据后点亮相应的 LED 指示灯, 如图 23 所示, 证明通信成功。

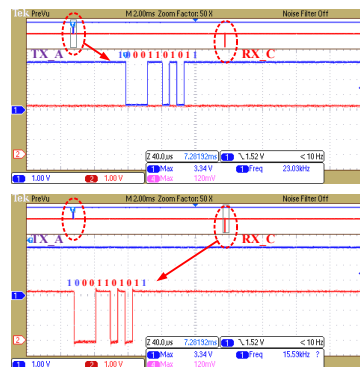


图 22 发送与接收基带数据

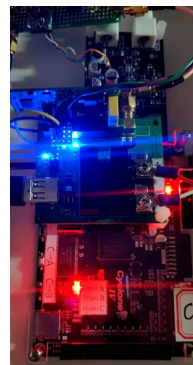


图 23 节点 C 响应

在如图 20 所示的 105W 功率传输环境下进行连续的信号传输, 同时采集 FPGA 内部信号, 利用 PC 逻辑分析

仪对实时波形进行分析,如图 24 示。将发送的基带信号与接收解调出的基带信号进行逐个对比,在近 5 分钟内有约 1.3 亿个比特传输,而出错的比特数为 0,传输误码率为 0,证明了通信的可靠性。



图 24 逻辑分析仪测试结果

5.3 增益特性验证

(1) 双节点传输增益

首先采用 1m 长的 16AWG 平行直导线,直流母线上仅搭载以近源端的节点 A 与近负载端的节点 C,在载波频率为 2MHz 下,通信节点 A 连续发送高电平向直流母线注入高频信号。功率侧分别加入 470 μ F 的电解电容,利用 LCR 测试仪测量各环节在对应频率下的阻抗值如表 2 所示。

表 2 双通信节点参数 (2MHz)

名称	参数	
	电阻值 R	电抗值 X
1m 长平行直导线	294.5m Ω	9.526 Ω
节点 C 输入阻抗	165 Ω	-128 Ω
功率负载阻抗	74.83 Ω	306.95 Ω
负载电解容阻抗	160.2m Ω	2.156 Ω

由表 2 可见,在 2MHz 频率下,负载电解容不再呈现容性而呈感性,1m 长平行直导线对应感值约为 758 μ H,由于实际测量线路并非完全紧贴导致平均线间距 D 较大,故实测值比图 18 中 644nH 的仿真结果大。

功率负载侧添加电解电容前后,发送端及接收端处的高频信号波形分别如图 25 和图 26 所示。

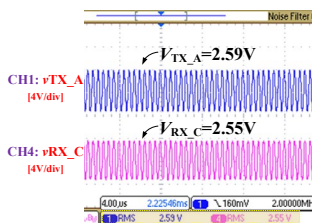


图 25 无电解电容波形

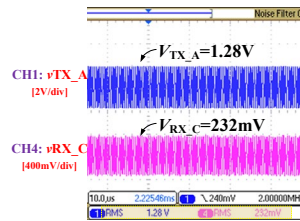


图 26 有电解电容波形

(2) 多节点传输增益

将直流母线替换为 8m 长的导线,对于含有如图 20 所示三个通信节点的工况,其结构示意图与传输等效电路如图 27 所示。其中,节点 A 直接并联与直流源处,节点 C 搭载在直流传输线中点处,节点 B 则搭载在节点 A 与节点 C 中心处。

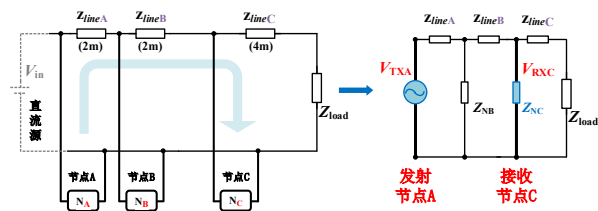


图 27 A 发送结构示意图与等效传输电路

在载波频率为 1MHz 下,验证 4.1 中多节点的信号传输增益特性。利用 LCR 测试仪测量各环节在对应频率下的阻抗值如表 3 所示。当靠近源侧的节点 A 作为发送节点,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。

表 3 多通信节点参数 (1MHz)

名称	参数	
	电阻值 R	电抗值 X
节点 A 输入阻抗 Z_{N_A}	181.92 Ω	189.85 Ω
节点 B 输入阻 Z_{N_B}	181.63 Ω	192.92 Ω
节点 C 输入阻 Z_{N_C}	185.16 Ω	185.96 Ω
A、B 间线路 z_{lineA}	498.2m Ω	10.07 Ω
B、C 间线路 z_{lineB}	489.8m Ω	9.88 Ω
C、负载间线路 z_{lineC}	898.4m Ω	16.63 Ω
直流源输出阻抗 $Z_{V_{in}}$	278.5m Ω	7.85 Ω
功率负载 Z_{load}	30.85 Ω	133.93 Ω

将表 3 中测量数据代入式 (4),首先求取节点 A 到节点 C 间网络的传输参数。

$$T_{AC} = \begin{bmatrix} 1 & z_{lineA} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{NB}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{lineB} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

据此可以得到端口开路电压关系参数 T_{AC11} , 且

$$\begin{cases} Z_{eqa} = z_{lineB} + Z_{NB} P z_{lineA} \\ Z_{eqn} = z_{lineC} \end{cases} \quad (12)$$

将 T_{AC11} 及式 (12) 代入式 (7) 后即可得当前增益为

$$|G_{AC}| = \left| \frac{1}{T_{AC11}} \frac{Z_{NC} P (Z_{eqn} + Z_{load})}{Z_{eqa} + Z_{NC} P (Z_{eqn} + Z_{load})} \right| = 0.82 \quad (13)$$

实际测试节点两端的信号波形如图 28 所示, 实际测试增益为 0.79。

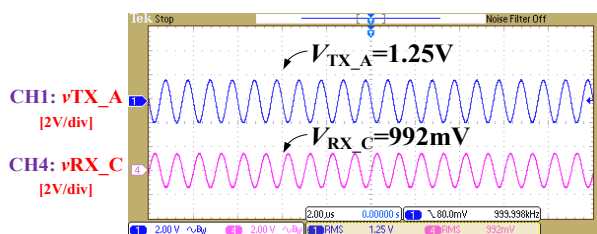


图 28 A 发送两节点信号波形

当节点 C 作为发送节点而节点 A 为接收节点时, 同样对应的传输等效电路如图 29 所示。此时的传输参数矩阵 T_{CA} 如式 (14) 所示。

$$T_{CA} = \begin{bmatrix} 1 & z_{lineB} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{NB}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & z_{lineA} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

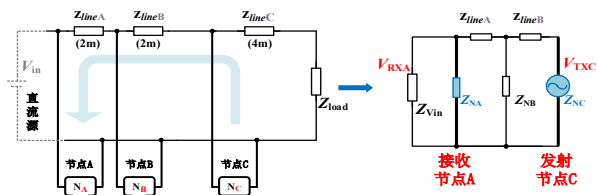


图 29 C 发送结构示意图与等效传输电路

$$\text{同样地, } Z_{eqa} = z_{lineA} + Z_{NB} P z_{lineB} \quad (15)$$

结合表 3 数据, 计算得到 C 发送到 A 信号增益为

$$|G_{CA}| = \left| \frac{1}{T_{CA11}} \frac{Z_{NA} P Z_{Vin}}{Z_{eqa} + Z_{NA} P Z_{Vin}} \right| = 0.273 \quad (16)$$

实测波形如图 30 所示, 对应实际增益为 0.263。上

述理论计算值与实测结果相符, 证明了传输增益特性分析的正确性。

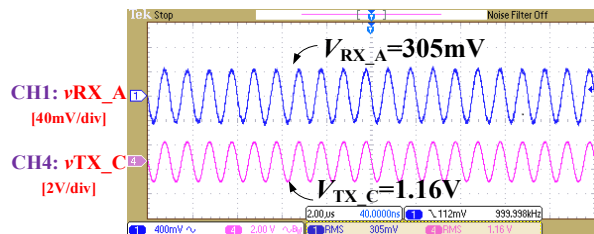


图 30 C 发送两节点信号波形

6 结论

直直流载波通信系统在实际应用中由于直直流传输信道复杂多变, 需要在掌握实际物理信道特性的基础上进行硬件优化与通信调制解调技术的优化。本文考虑低压直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 型网络传输参数和基于阻抗测量来获取直直流载波通信网络中任意两个收发节点间信号增益的方式, 并通过实验进行验证。

在实际搭建直直流载波通系统中, 根据传输线及无源器件的高频阻抗特性, 基于上述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, 提高直直流载波通信系统效能。

参考文献

- [1] 祁兵, 王畅, 李彬, 陈宋宋, 崔高颖. 低压直直流电力线载波通信系统设计 [J]. 智能电网, 2017, 5 (08): 822-826.
- [2] 刘德方. 多路电力线载波通信系统的硬件设计与实现 [D]. 西安电子科技大学, 2013.
- [3] 刘中芳. 电力线载波通信技术在光伏发电系统中的应用 [D]. 北京交通大学, 2012.
- [4] 周小飞. 基于直直流载波的井下仪器通信技术的研究 [D]. 中国石油大学 (华东), 2016.
- [5] 杨锋. 基于直直流电力线载波通信的光伏组件监测系统 [D]. 南京邮电大学, 2017.
- [6] 宋维如. 直直流电力载波在光伏组件故障监测系统中的应用 [D]. 哈尔滨理工大学, 2019.
- [7] A. Pinomaa, J. Ahola, A. Kosonen and P. Nuutinen, "Noise

- analysis of a power-line communication channel in an LVDC smart grid concept," 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Johannesburg, 2013.
- [8] M. Antoniali, M. De Piante and A. M. Tonello, "PLC noise and channel characterization in a compact electrical car," 2013 IEEE 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Johannesburg, 2013:
- [9] 王睿驰. 能量-信息一体化的电能路由器关键技术研究 [D]. 浙江: 浙江大学, 2019.
- [10] He, X., Wang, R., Wu, J. et al. Nature of power electronics and integration of power conversion with communication for talkative power. *Nat Commun* 11, 2479 (2020).
- [11] 张邦全. 差分混沌移位键控通信系统优化设计与分析 [D]. 福建: 厦门大学, 2019.
- [12] 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]. 江苏: 南京邮电大学, 2019.
- [13] W. Mao, X. Zhang, R. Cao, F. Wang, T. Zhao and L. Xu, "A Research on Power Line Communication Based on Parallel Resonant Coupling Technology in PV Module Monitoring," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2653-2662, March 2018.
- [14] F. Grassi, S. A. Pignari and J. Wolf, "Assessment of CAN performance for Powerline Communications in dc differential buses," 2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, Tel Aviv, 2009, pp. 1-6.
- [15] F. Grassi, S. A. Pignari and J. Wolf, "Channel Characterization and EMC Assessment of a PLC System for Spacecraft DC Differential Power Buses," in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 53, no. 3, pp. 664-675, Aug. 2011.
- [16] F. Grassi, S. A. Pignari and J. Wolf, "Design and SPICE simulation of coupling circuits for powerline communications onboard spacecraft," 2012 ESA Workshop on Aerospace EMC.
- [17] F. Grassi, G. Spadacini and S. A. Pignari, "Effects of imbalance on conducted immunity of a PLC link onto a DC power-bus for spacecraft," 2015 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Taipei, 2015, pp. 665-668.
- [18] 张肃文. 高频电子线路(第五版)[M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.
- [19] M. Brandl, K. Kellner, T. Posniecek and D. Hochwarter, "Performance Evaluation of a DQPSK and a DSSS PLC-Modem for Vehicular Applications," 2019 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), Praha, Czech Republic, 2019.
- [20] A. Mengi and A. J. Han Vinck, "Impulsive noise error correction in 16-OFDM for narrowband power line communication," 2009 IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, Dresden, 2009.
- [21] 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]. 浙江大学, 2012.
- [22] 宋庆国, 朱忠尼, 雷丹, 张进. 高频传输分布式电源低电感传输线研究 [J]. *空军预警学院学报*, 2017, 31(02):143-146.
- [23] 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(06):1-4.
- [24] 李建岐, 胡岚, 米硕. 低压电力线载波通信宽带耦合技术及其装置 [J]. *电力系统通信*, 2004(04):7-10.
- [25] 陈林. 电力电子变换器中磁性元件磁芯损耗的研究 [D]. 华中科技大学, 2012.
- [26] Jansevanrensburg P A , Ferreira H C . Design of a bidirectional impedance-adapting transformer coupling circuit for low-voltage power-line communications[J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2005, 20(1):64-70.
- [27] Bin Y , Hua S U . Classification and Applications of NiZn Soft-magnetic Ferrite Materials[J]. *Journal of Magnetic Materials and Devices*, 2008.

上接181页

- [2] Vasiliki Tsakaloudi, Georgios Kogias, Vassilios T. Zaspalis, A new power MnZn ferrite for broad temperature range applications, [J] *AIP Advances* 9, 035212 (2019).
- [3] A. Fujita and S. Gotoh, Temperature dependence of core loss in Co-substituted MnZn ferrites, [J] *J. Appl. Phys.* 93, (2003), 7477 - 7479.
- [4] Akira Fujita, Satoshi Gotoh , MnZn Ferrites with Low Loss in Wide Temperature Range, [J] *川崎製鉄技報*, 34 (2002) 3, 111 - 115.