

# 大功率极低频电源谐波传导分析

查明,熊桥坡,罗志清,李纵,赵小波,龙根,刘庆

(中国船舶重工集团公司 第七二二研究所低频电磁通信技术实验室,湖北 武汉 430205)

**摘要:** 极低频(ELF)电源在地下资源探测、地震预测和军事通信等领域发挥着重要作用。然而,极低频电源逆变侧产生的低频谐波分量难以被滤除,将在逆变侧输入端形成纹波电压,恶化极低频电源的输出谐波特性。低频谐波分量还将渗透直流滤波网络向整流侧和电网传导,造成整流输出端电感电流波动,并在网侧电流基波和特征次谐波附近产生低频相关的边带谐波。建立了极低频电源的数学模型,重点关注逆变侧输入端电容电压和整流侧输出端电感电流,对低频谐波传导进行了分析,并对理论分析进行了仿真验证。

**关键词:** 极低频电源; 谐波传导; 双 LC 滤波器; 纹波电压; 边带谐波

**中图分类号:** TM 71

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.04.025

## 0 引言

极低频 ELF (Extremely Low-Frequency) 无线电的频率范围在 30 Hz 以下,其对岩层和海水的穿透能力强,可应用于深层地下资源探测、地震预测和水下通信<sup>[1-3]</sup>。美国和前苏联对极低频电磁波的发射和传播进行了深入的理论研究,并将其应用于地球物理、地震探测和深水通信等领域<sup>[4-7]</sup>。中国在 21 世纪初建立了一个小型的极低频试验台并进行了试验研究,验证了极低频无线电的传播特性;近期,依托国家重大科学技术基础设施建设项目“极低频探地(WEM)工程”建立了首座民用大功率极低频发射台,并基于此开展地下资源探测和地震预报等方面的探索性研究和工程试验研究<sup>[8]</sup>。

大功率极低频电源是人工生成极低频无线电信号的核心设备,电源功率达数百千瓦。文献[9]开展了集成门极换流晶闸管 IGCT(Integrated Gate Commutated Thyristors)在极低频电源中的应用研究。文献[10]研究了基于级联型变换电路的载波移相调制(CPS-PWM)方法,在直流电压恒定的理想条件下进行了极低频电源输出谐波特性的理论分析,并在小功率条件下进行了试验验证。文献[11]进行了 WEM 发射系统的电源特性研究,分析了电源系统的特征次谐波和非特征次谐波,并对特征次谐波进行了有源滤波研究。

本文建立了大功率极低频电源的数学模型,对逆变侧输入端纹波电压进行了理论推导,并分析了直流侧电压纹波与低频端谐波的相互影响;研究了双 LC 滤波电路对低频谐波传导的影响,并分析了直流输出端的电感电流出现断流的可能;采用开关函数

对整流电路输入电流进行了分析推导,指出输入电流除基波和特征次谐波以外,还含有低频边带谐波。为了验证本文谐波传导分析的正确性,在 PSIM 环境下搭建仿真模型进行了仿真验证。

## 1 大功率极低频电源拓扑与数学模型

大功率极低频电源采用基于晶闸管的三相可控整流电路、直流滤波电路和基于 IGCT 的单相桥式逆变电路构成基本的电源单元,为了加强平抑整流电路输出纹波电压,某极低频系统的电源单元中采用双 LC 滤波电路,如图 1 所示,图中  $Z_{s1}$  为交流线路阻抗,  $L_1$ 、 $L_2$  和  $C_1$ 、 $C_2$  分别为滤波电感和滤波电容。大功率极低频电源根据功率需求配置电源单元的数量,各电源单元在逆变输出端直接相连构成级联多电平逆变电路,采用载波移相调制可进一步抑制天线谐波发射<sup>[12-14]</sup>;电源单元整流输入端与移相变压器相连,构成多脉波整流电路,为多电平逆变电路提供多个独立的直流供电,可提高电网侧的电能质量<sup>[15-16]</sup>。

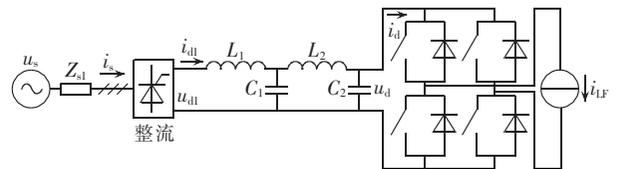


图 1 极低频电源单元电路图

Fig.1 Circuit diagram of ELF power-supply unit

假设整流电路的输入三相电压对称,且无谐波,其表达式为:

$$\begin{cases} u_{sa} = U_s \sin(\omega_s t + \varphi_{sa}) \\ u_{sb} = U_s \sin\left(\omega_s t + \varphi_{sa} - \frac{2}{3} \pi\right) \\ u_{sc} = U_s \sin\left(\omega_s t + \varphi_{sa} + \frac{2}{3} \pi\right) \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  为整流电路三相输入电压的瞬时值;  $U_s$  为输入相电压的峰值;  $\omega_s$  为输入电压的角频率;  $\varphi_{sa}$

收稿日期:2016-10-10;修回日期:2017-02-16

基金项目:“十一五”国家重大科学技术基础设施建设项目(极低频探地(WEM)工程)

Project supported by the 11th Five-year National Major Science and Technology Infrastructure Project(WEM Engineering)

为 a 相电压的初相角。

整流电路的数学模型为:

$$\begin{cases} u_{d1} = s_a u_{sa} + s_b u_{sb} + s_c u_{sc} \\ i_{sa} = s_a i_{d1} \\ i_{sb} = s_b i_{d1} \\ i_{sc} = s_c i_{d1} \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $u_{d1}$ 、 $i_{d1}$  分别为整流电路直流输出端的电压和电流;  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为整流电路三相输入电流;  $s_a$ 、 $s_b$ 、 $s_c$  为正负半周各  $120^\circ$  的方波, 是整流电路三相桥臂的开关函数, 当对应桥臂上管导通时有  $s_a = s_b = s_c = 1$ , 当对应桥臂下管导通时有  $s_a = s_b = s_c = -1$ , 当对应桥臂上、下管都截止时有  $s_a = s_b = s_c = 0$ 。开关函数  $s_a$  的时域波形如图 2 所示, 其傅里叶级数展开式为:

$$s_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left\{ \sin(\omega t + \alpha) + \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{h} \sin[h(\omega_s t + \alpha)] \right\} \quad (3)$$

其中,  $n$  为正整数;  $\alpha$  为整流电路的触发延迟角, 以输入线电压  $u_{sc}$  的过零点为起点。整流电路直流输出端的电压在每个供电电源周期内含有 6 个波头, 谐波分量以 6 倍供电电源频率为主, 该谐波电压将渗透直流滤波器向逆变电路传导, 从而影响极低频电源输出电压的谐波。通常在整流输出端配置滤波电路抑制 6 倍频谐波分量。

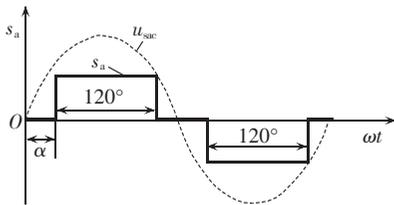


图 2 开关函数  $s_a$  的时域波形

Fig.2 Time-domain waveform of switching function  $s_a$

逆变电路的数学模型为:

$$\begin{cases} u_{1F} = s_{1F} u_d \\ i_{d1} = s_{1F} i_{1F} \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $s_{1F}$  为逆变电路的开关函数;  $u_{1F}$ 、 $i_{1F}$  分别为逆变电路输出的低频电压和电流;  $u_d$ 、 $i_d$  分别为逆变电路直流输入端的电压和电流。当采用正弦脉冲宽度调制 (SPWM) 时, 开关函数  $s_{1F}$  将由低频基波分量占主导, 并含有少量的载波及其边带谐波。不计载波及其边带谐波分量, 开关函数  $s_{1F}$  和逆变电路输出电压  $u_{1F}$  可描述为:

$$\begin{cases} s_{1F} = m \sin(\omega_{1F} t + \varphi_{1F}) \\ u_{1F} = u_d m \sin(\omega_{1F} t + \varphi_{1F}) \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $\omega_{1F}$ 、 $\varphi_{1F}$  分别为极低频电源的角频率和初相角;  $m$  为逆变电路的调制度。

极低频天线可等效为阻感负载, 天线网络中串入谐振电容以抵消大部分天线电感, 使天线网络阻抗接近电阻状态。考虑天线网络对极低频电源输出电流

谐波的抑制作用, 极低频电源输出电流中的谐波分量相对输出电压将进一步减小, 逆变电路输出电流和直流侧输入电流可描述为:

$$\begin{cases} i_{1F} = \frac{u_d}{Z_A} m \sin(\omega_{1F} t + \varphi_{1F} + \varphi_A) \\ i_d = \frac{u_d}{Z_A} m^2 \sin(\omega_{1F} t + \varphi_{1F}) \sin(\omega_{1F} t + \varphi_{1F} + \varphi_A) = \frac{u_d}{2Z_A} m^2 [\cos \varphi_A - \cos(2\omega_{1F} t + 2\varphi_{1F} + \varphi_A)] \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $Z_A$  为天线网络阻抗;  $\varphi_A$  为天线网络阻抗角。逆变电路输入端电流在每个极低频工作周期内含有 2 个波头, 谐波分量以极低频电源工作频率的 2 倍频分量为主, 该谐波电流将渗透直流滤波电路向整流电路传导, 从而污染直流侧电流, 并通过整流电路继续向供电电源渗透, 进而恶化极低频电源输入电流的电能质量。

## 2 谐波传导分析

### 2.1 直流侧纹波与低频端谐波的相互影响

现有极低频电源在直流环节配置双 LC 滤波电路以阻塞整流电路 6 倍频谐波分量向逆变电路传导, 逆变侧谐波电流传导等效电路如图 3 所示, 由于整流电源输入交流端总是有两相同时导通, 因此等效电路中含有两相的线路阻抗。该滤波电路对极低频电源逆变侧谐波传导的影响还有待研究。

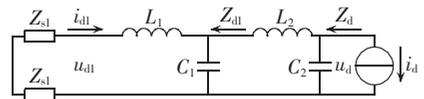


图 3 逆变侧谐波电流传导等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of inverter-side harmonic current transmission

对于逆变侧谐波而言, 等效电路构成四阶低通滤波器, 通带内存在 2 个谐振峰。由于极低频电源的工作频率过低, 逆变电路输入电流中的 2 次谐波分量落在滤波器通带频率范围内, 存在谐振放大的可能。

滤波电路的阻抗为:

$$\begin{cases} Z_{d1} = \frac{(2Z_{s1} + Z_{L1})Z_{C1}}{2Z_{s1} + Z_{L1} + Z_{C1}} \\ Z_d = \frac{(Z_{d1} + Z_{L2})Z_{C2}}{Z_{d1} + Z_{L2} + Z_{C2}} \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $Z_{L1}$ 、 $Z_{L2}$  为滤波电感的阻抗;  $Z_{C1}$ 、 $Z_{C2}$  为滤波电容的阻抗。不计交流线路阻抗, 且  $L_1 = L_2 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , 则有:

$$Z_d = \left| \frac{\omega L (2 - \omega^2 LC)}{\omega^4 L^2 C^2 - 3\omega^2 LC + 1} \right| \quad (8)$$

当  $\omega = 1.618/\sqrt{LC}$  和  $\omega = 0.618/\sqrt{LC}$  时,  $Z_d$  将出现谐振峰值, 应尽量避免极低频电源输入电流的谐波分量落在以上 2 个频率点。逆变侧输入电流的 2

倍频谐波分量在  $Z_d$  上产生 2 倍频电压分量  $u_{d,2}$ , 如式(9)所示。

$$u_{d,2} = Z_d i_{d,2} = -u_d \frac{Z_d}{2Z_A} m^2 \cos(2\omega_{LF}t + 2\varphi_{LF} + \varphi_A) \quad (9)$$

由式(9)可知,2 倍频电压分量经逆变电路开关调制,将在低频端生成基波分量和 3 次谐波分量,3 次谐波分量又在直流侧生成 4 倍频分量。依此类推,直流侧将出现偶数次纹波分量,低频端将出现奇数次谐波分量,从而恶化极低频电源的输出质量。低频端谐波分量以低频次分量为,随着频率的增加,滤波器的阻抗将变小,低频端谐波和直流侧纹波的相互作用也将明显减小。

## 2.2 低频纹波分量的渗透

逆变电路输入电流中的低频纹波分量还将渗透到滤波电路,并向整流电路和电网传导。

$$\begin{cases} \bar{I}_{L_2} = \frac{Z_{C_2}}{Z_{d1} + Z_{L_2} + Z_{C_2}} \bar{I}_d \\ \bar{I}_{d1} = \frac{Z_{C_2}}{2Z_{s1} + Z_{L_1} + Z_{C_1}} \bar{I}_{L_2} \end{cases} \quad (10)$$

其中,  $\bar{I}_d$  为逆变电路输入电流中的纹波分量;  $\bar{I}_{L_2}$  为流过滤波电感  $L_2$  的电流纹波分量;  $\bar{I}_{d1}$  为流过滤波电感  $L_1$  的电流纹波分量。定义流过滤波电感  $L_1$  的电流纹波分量  $\bar{I}_{d1}$  与逆变电路输入电流中的纹波分量  $\bar{I}_d$  之比为纹波分量放大系数  $k$ 。不计交流线路阻抗,且  $L_1 = L_2 = L, C_1 = C_2 = C$ , 则有:

$$k = \frac{\bar{I}_{d1}}{\bar{I}_d} = \frac{1}{\omega^4 L^2 C^2 - 3\omega^2 LC + 1} \quad (11)$$

当  $\omega = 1.618/\sqrt{LC}$  和  $\omega = 0.618/\sqrt{LC}$  时,流过滤波电感  $L_1$  的电流纹波分量将被谐振放大。

以 2 倍频分量为,经谐振放大后,流过滤波电感  $L_1$  的电流  $i_{d1}$  为:

$$i_{d1} = \frac{u_d}{2Z_A} m^2 [\cos \varphi_A - k \cos(2\omega_{LF}t + 2\varphi_{LF} + \varphi_A)] \quad (12)$$

当纹波分量放大系数  $k > \cos \varphi_A$  时,  $i_{d1}$  的 2 倍频电流纹波分量峰值将大于直流分量,电流  $i_{d1}$  将出现断流;当天线网络完全谐振呈纯电阻时,  $\cos \varphi_A = 1$ , 在  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 、 $\omega = \sqrt{2}/\sqrt{LC}$  和  $\omega = \sqrt{3}/\sqrt{LC}$  3 个频率点,纹波分量放大系数  $k = 1$ , 与  $\cos \varphi_A$  相等,则流过滤波电感  $L_1$  的电流  $i_{d1}$  处于连续和断流的临界状态。

当电流  $i_{d1}$  处于连续状态时,低频纹波分量以基波和特征次谐波的边带谐波形式向电网渗透,整流电路的交流输入电流为(以 a 相为例):

$$i_{sa1} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{u_d}{Z_A} m^2 \left\{ \underbrace{\cos \varphi_A \sin(\omega_s t + \alpha)}_{\text{基波}} + \underbrace{\cos \varphi_A \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{h} \sin[h(\omega_s t + \alpha)]}_{\text{特征次谐波}} \right\}$$

$$\begin{aligned} & \underbrace{\frac{k}{2} \sin[(\omega_s + 2\omega_{LF})t + \alpha + 2\varphi_{LF} + \varphi_A]}_{\text{基波的低频边带}} - \\ & \underbrace{\frac{k}{2} \sin[(\omega_s - 2\omega_{LF})t + \alpha - 2\varphi_{LF} - \varphi_A]}_{\text{基波的低频边带}} - \dots - \\ & \underbrace{k \cos(2\omega_{LF}t + 2\varphi_{LF} + \varphi_A) \sum_{h=6n \pm 1}^{\infty} (-1)^n \frac{1}{h} \sin[h(\omega_s t + \alpha)]}_{\text{特征次谐波的边带}} - \dots \end{aligned} \quad (13)$$

相比普通整流电路,极低频电源输入电流的谐波除含基波和特征次谐波外,在基波和特征次谐波附近还含有低频边带谐波。低频边带谐波以 2 倍低频频率为间隔分布在基波和特征次谐波附近,并不落在电网工作频率的整数倍频率上,以间谐波的形式出现。间谐波引起发射台灯光闪变,增加供电系统的谐波损耗,甚至可能与发电机轴系频率发生共振,造成电力系统发生次同步振荡。

当电流  $i_{d1}$  处于断流状态时,  $i_{d1}$  呈现严重的非线性,电流  $i_{d1}$  中还将衍生出低频的奇次谐波分量,极低频电源输入电流的低频边带谐波以低频频率为间隔分布在基波和特征次谐波附近,分布更加分散。

## 3 仿真研究

为了验证本文谐波传导分析的正确性,在 PSIM 环境下搭建了大功率极低频电源仿真模型,主要仿真参数如下:电网线电压有效值为 2000 V,整流电路触发延迟角为  $15^\circ$ ,滤波电感  $L_1, L_2$  为 6 mH,滤波电容  $C_1, C_2$  为 5 mF,SPWM 度为 0.85,SPWM 载波频率为 300 Hz,负载电阻为 15  $\Omega$ 。

大功率极低频电源工作在 17 Hz 时的典型波形如图 4 所示,逆变输入端的电容电压中含有明显的 2 倍低频纹波分量,如图 4(b)所示。低频分量渗透滤波网络传导至整流电路,整流输出端的电感电流除了含有电网频率的 6 倍频纹波分量(300 Hz)外,还含有明显的 2 倍低频频率分量(34 Hz),如图 4(c)所示。低频分量经整流电路开关调制后,传导至电网,整流输入端的交流电流如图 4(d)所示,可见电流畸变严重,谐波在 50 Hz 基波和 250 Hz、350 Hz、550 Hz、650 Hz、850 Hz、950 Hz 等特征次谐波附近扩散,形成 16 Hz、84 Hz、216 Hz、284 Hz、316 Hz、384 Hz、516 Hz、584 Hz、616 Hz、684 Hz、816 Hz、884 Hz、916 Hz、984 Hz 等低频边带谐波,如图 4(e)所示。低频边带谐波与基波和特征次谐波的间隔为 2 倍低频频率(34 Hz)。

将仿真参数代入式(8)和式(11),可得滤波电路阻抗  $Z_d$  和电流纹波分量放大系数  $k$  随低频工作频率的变化情况,如图 5 所示。从图中可以看出,2 条曲线在 9.0 Hz 和 23.5 Hz 存在谐振峰,分别对应  $\omega = 0.618/\sqrt{LC}$  和  $\omega = 1.618/\sqrt{LC}$  这 2 个频率点。在

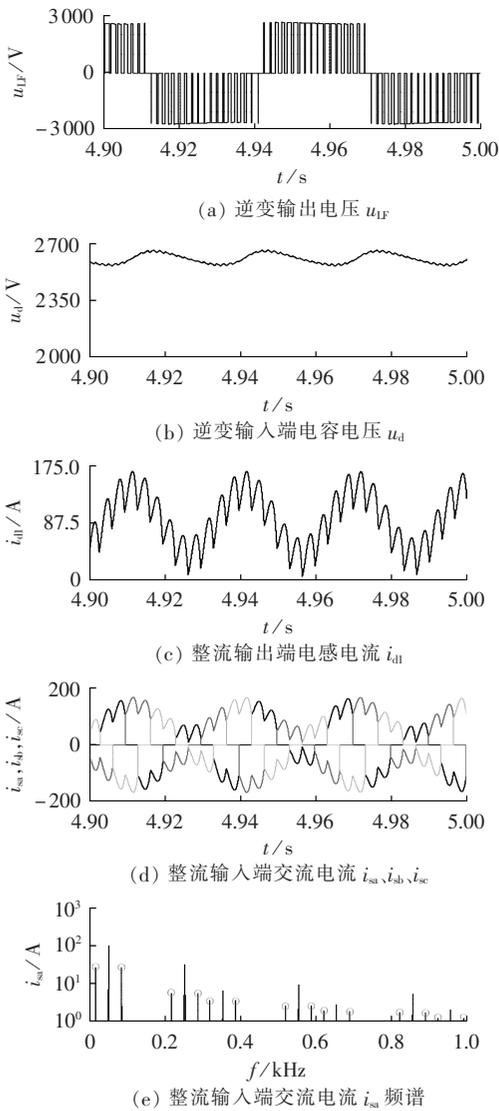
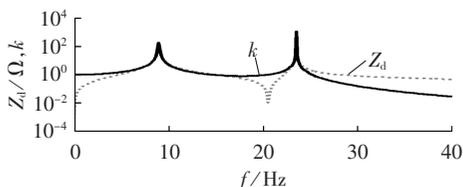


图 4 极低频电源工作在 17 Hz 时的典型波形

Fig.4 Typical waveforms of ELF power-supply with working frequency of 17 Hz

图 5  $Z_d$  和  $k$  随低频工作频率的变化曲线Fig.5 Curves of  $Z_d$  and  $k$  vs. low working frequency

14.5 Hz、20.5 Hz 和 25.2 Hz 处放大系数  $k=1$ , 分别对应  $\omega=1/\sqrt{LC}$ 、 $\omega=\sqrt{2}/\sqrt{LC}$  和  $\omega=\sqrt{3}/\sqrt{LC}$  这 3 个频率点。

进行多个频率点的仿真,得到仿真结果见表 1,从表中数据可以看出,逆变输入端电容电压  $u_{d2}$  与滤波电路阻抗  $Z_d$  的变化趋势一致;逆变输入端电容电压  $u_{d2}$  的纹波分量在 8 Hz 以下随着频率的增长而加大;纹波分量在 8 Hz 和 24 Hz 附近达到最大值,对应图 4 中的 2 个谐振峰,在 16 Hz 附近纹波分量较小,

表 1 仿真结果

Table 1 Simulative results

频率/Hz	$u_{d2}$ 纹波分量/V	$i_{d1}$ 仿真结果	频率/Hz	$u_{d2}$ 纹波分量/V	$i_{d1}$ 仿真结果
1	78	断流	20	170	断流
4	185	断流	24	453	断流
8	369	断流	28	139	连续
12	267	断流	32	101	连续
16	149	连续			

对应两谐振峰之间的波谷;纹波分量在 24 Hz 以上随频率的增长而减小。

整流电路输出端电感电流  $i_{d1}$  的仿真结果与放大系数  $k$  的分布基本一致。整流电路输出端电感电流  $i_{d1}$  以 28 Hz 为分界点,在高频段  $k < 1$ , 电流呈连续状态;在低频段电流大多呈断流状态 ( $k > 1$ ),但在 2 个谐振峰之间的 16 Hz 处为连续状态 ( $k < 1$ )。

## 4 结论

本文建立了极低频电源的数学模型,并进行了谐波传导分析,得到以下结论。

a. 极低频电源逆变侧输入电流含有 2 倍低频频率分量,这是低频谐波产生的源头。

b. 逆变侧输入电流中的低频偶次谐波分量在直流滤波电路阻抗上产生低频偶次纹波电压,该纹波电压经逆变电路开关调制将在低频端生成奇次谐波。在低频段,直流滤波电路的阻抗较大,存在 2 个谐振峰,低频端谐波和直流侧纹波的相互影响明显;在高频段,直流滤波电路阻抗较小,低频端谐波和直流侧纹波的相互作用将明显减小。

c. 逆变侧输入电流中的低频谐波难以被滤除,可渗透到直流滤波网络。受直流滤波电路的影响,直流输出端的电感电流纹波分量在低频段将被放大,出现电流断流的情况;在高频段,谐波分量被滤波电路吸纳,直流输出端的电感电流纹波分量被抑制,电流呈连续状态。

d. 逆变侧输入电流中的低频谐波渗透到直流滤波电路,经整流电路开关调制,在整流电路输入电流基波和特征次谐波附近生成低频边带谐波,并将继续向电网渗透。

本文所得结论对极低频电源设计有一定参考价值,但推导分析过程忽略了电网线路阻抗的影响,天线网络阻抗随频率的变化对谐波传导的影响还有待进一步研究。

## 参考文献:

- [1] 陆建勋. 极低频与超低频无线电技术[M]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,2013:300-331.
- [2] 潘威炎,李凯. 超低频极低频传播[M]. 杭州:浙江大学出版社,2013:10-15.

- [3] 卓贤军,陆建勋.“极低频探地工程”在资源探测和地震预测中的应用与展望[J]. 舰船科学技术,2010,32(6):3-7.  
ZHUO Xianjun,LU Jianxun. Application and prospect of WEM to resource exploration and earthquake prediction[J]. Ship Science and Technology,2010,32(6):3-7.
- [4] BARR R,JONES D L,RODGER C J. ELF and VLF radio waves [J]. Journal of Atmospheric and Solar Terrestrial Physics,2000,62(17-18):1689-1718.
- [5] BERNSTEIN S L,BURROWS M L,EVANS J E,et al. Long range communications at extremely low frequencies[J]. Proceedings of the IEEE,1974,62(3):292-312.
- [6] BANNISTER P R. Wisconsin test facility transmitting antenna pattern and steering measurements[J]. IEEE Transactions on Communication,1974,22(4):412-418.
- [7] WHITE D P. Extremely Low Frequency(ELF) propagation measurements along a 4900 km path[J]. IEEE Transactions on Communication,1974,22(4):452-457.
- [8] 卓贤军,陆建勋,赵国泽,等. 极低频探地(WEM)工程[J]. 中国工程科学,2011,13(9):42-50.  
ZHUO Xianjun,LU Jianxun,ZHAO Guoze,et al. The extremely low frequency engineering project using WEM for underground exploration[J]. Engineering Science,2011,13(9):42-50.
- [9] 胡金喜,查明,潘锐,等. IGCT在极低频大功率发射机中的应用[J]. 舰船电子工程,2013,33(8):91-93.  
HU Jinxi,ZHA Ming,PAN Rui,et al. Application of IGCT of large power transmitter in ELF range[J]. Ship Electronic Engineering,2013,33(8):91-93.
- [10] 李纵. 用于极低频地质探测的 CPS-SPWM 技术研究[D]. 北京:中国舰船研究院,2012.  
LI Zong. Research on carrier phase shifted SPWM for ELF geological detection [D]. Beijing:China Ship Research and Development Academy,2012.
- [11] 龙根. WEM 发射系统电源特性分析及其谐波治理关键技术研究[D]. 北京:中国舰船研究院,2016.  
LONG Gen. Characteristic analysis of WEM project's power system and the key technology research on harmonic management [D]. Beijing:China Ship Research and Development Academy,2016.
- [12] 刘凤君. 多电平逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007:185-192.
- [13] 熊桥坡,罗安,何志兴,等. 角形链式 SVG 零序环流推导及电流指令获取[J]. 电力自动化设备,2015,35(2):75-79.  
XIONG Qiaopo,LUO An,HE Zhixing,et al. Derivation of zero sequence circulating current and detection of reference current for cascaded SVG with delta configuration [J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(2):75-79.
- [14] 苗青,吴俊勇,艾洪克,等. 组合级联式兆瓦级功率调节装置协调控制策略[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):43-49.  
MIAO Qing,WU Junyong,AI Hongke,et al. Coordinated control of hybrid cascaded megawatt power regulation device [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(7):43-49.
- [15] 王兆安,杨君,刘进军,等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,2005:241-242.
- [16] 孟凡刚,杨世彦,杨威. 多脉波整流技术综述[J]. 电力自动化设备,2012,32(2):9-22.  
MENG Fangang,YANG Shiyang,YANG Wei. Overview of multi-pulse rectifier technique [J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(2):9-22.

#### 作者简介:



查明

查明(1974—),男,湖北蕲春人,高级工程师,硕士,主要从事大功率固态发射机方面的研究工作(E-mail:chaming@126.com);

熊桥坡(1988—),男,江西南昌人,工程师,博士,主要从事大功率电力电子技术研究和低频发信系统设计工作(E-mail:403864117@

qq.com);

罗志清(1984—),男,湖南长沙人,工程师,硕士,主要从事大功率固态发射机的研究与应用工作(E-mail:258166709@qq.com)。

## Analysis on harmonic transmission of ELF power-supply

ZHA Ming,XIONG Qiaopo,LUO Zhiqing,LI Zong,ZHAO Xiaobo,LONG Gen,LIU Qing

(Laboratory of Low-frequency Electro-magnetic Communication Technology with the 722 Research Institute, CSIC,Wuhan 430205,China)

**Abstract:** ELF(Extremely Low-Frequency) power-supply plays an important role in underground resource exploration,earthquake prediction and military communication. It is difficult to filter the low-frequency harmonic components generated at the inverter side of power-supply,which may induce the ripple voltage at the input side of inverter to deteriorate the output harmonic characteristics of power-supply and,after transmitted via DC filter network to the rectifier side and grid,cause the inductor current fluctuation at the output side of rectifier and the low-frequency sideband harmonics near the fundamental and characteristic sub-harmonics of grid-side current. A mathematical model of ELF power-supply is established,the capacitor voltage at the input side of inverter and the inductor current at the output side of rectifier are researched,the transmission of low-frequency harmonics is analyzed,and simulative verification is carried out for the theoretical analysis.

**Key words:** extremely low-frequency power-supply; harmonic transmission; dual-LC filter; ripple voltage; sideband harmonic