

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240727

面向机载脉冲负载的电压补偿型低频脉冲功率主动平抑方法

张佐乾¹ 杨帆² 金鑫^{1,3} 邢岩¹ 吴红飞¹

(1. 南京航空航天大学多电飞机电气系统工信部重点实验室 南京 210016

2. 南京邮电大学自动化学院 南京 210023

3. 中国航空工业集团公司雷华电子技术研究所 无锡 214125)

摘要 高峰均比低频脉冲功率负载严重影响机载电源系统安全稳定运行。该文提出基于纹波电压补偿原理的脉冲功率主动平抑电路及其控制方法。利用脉冲平抑电路主动补偿储能电容电压波动,实现了母线电压和储能电容电压解耦,消除了直流母线侧电流脉动。由于脉冲平抑电路只需要补偿电容电压波动,其功率容量和损耗远小于脉冲负载平均功率,大大减小了主动平抑电路的体积、质量和损耗。该文详细分析脉冲平抑电路的工作原理、参数设计方法与控制策略,并通过实验对比验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 机载电源系统 脉冲功率 有源功率解耦 纹波电压补偿 部分功率变换

中图分类号: TM46

0 引言

电源系统是机载能源系统的重要组成部分。近年来,相控阵雷达广泛装备于各型飞机。机载相控阵雷达供电系统及雷达收发(Transmitter/Receiver, T/R)模块工作波形如图1所示。T/R模块通过负载点电源(Point-of-Load, PoL)与其他机载负载连接至直流母线。由于雷达T/R组件在发射状态需要远高于其接收状态的功率,使其呈现出很强的脉冲负载特性。负载峰值功率甚至能达到其平均功率的10倍,负载脉冲启停速度快、工作频率可从数Hz至kHz^[1-3]。针对机载电源系统强脉冲特性产生电压波动和闪变、反复加卸载效应等一系列问题,严重影响机载电源系统的安全稳定运行^[4-7]。本文将T/R模块与PoL构成的整体称作脉冲功率负载(Pulsed Power Load, PPL)。

为了消除脉冲功率引起的母线电压波动,通常需要在母线侧配置大量电容^[8]。然而,受母线电压

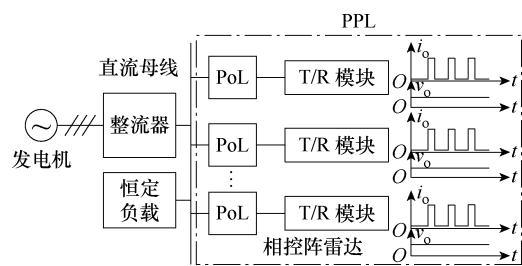


图1 机载相控阵雷达供电系统及雷达收发模块工作波形

Fig.1 Power supply system for airborne phased array

radar and the operating waveforms for T/R module

波动范围限制,随着脉冲负载波动频率的降低、功率的提高,电容的体积和质量远超飞机电源系统承受范围。主动平抑技术^[9]可以通过有源电路将储能电容与直流母线“隔离”,通过允许电容电压大幅波动,从而减小储能电容容量、体积和质量。

国内外学者针对脉动功率主动平抑技术,特别是面向单相交流系统的二倍频功率波动主动平抑技术展开研究,取得了大量研究成果^[10-14],并提出了多种“有源电容电路”以消除二倍频功率波动^[10-11]。文献[15-19]将“有源电容电路”应用在脉冲功率平抑场合,本文将其称作并联型方案。文献[15-16]将“有源电容电路”并联在交流端,同时实现对负载

国家自然科学基金项目(U2141227, 52207207)和航空科学基金项目(20240020052001)资助。

收稿日期 2024-05-08 改稿日期 2024-08-16

低频脉冲和高频谐波平抑,但仅能消除脉冲对发电机的影响,而整流器和直流母线仍受冲击。文献[17-19]则将“有源电容电路”并联在负载端。文献[17]虽然减小了储能电容容量,然而“有源电容电路”需处理全部脉动功率,其功率容量接近脉冲峰值,电源效率降低7%。

为降低有源电路功率容量,文献[20-22]将有源电路级联在直流母线和储能电容之间,构成级联型架构。该架构中有源电路仅需处理平均功率,其功率容量等于平均功率,因此相较于并联型方案,级联型架构中有源电路的功率容量大大降低。然而所有功率均需经有源电路处理,功率损耗仍然可观。

针对该问题,文献[23-24]提出有源电路与储能电容串联的结构。通过对有源电路的控制使其输出电压与储能电容电压反向波动,维持输出电压稳定。该结构中仅部分脉冲功率需经额外电路处理,因此效率较高,相较于无源方案,效率仅降低2.2%^[23]。但有源电路工作时流过脉冲峰值电流,其功率容量仍需按照部分脉冲峰值功率设计,为平均功率的94%^[23]。

针对现有主动平抑技术中有源电路功率容量大的问题,本文提出基于电压补偿原理,适用于机载高峰均比、低频脉冲功率的主动平抑方法。该方法通过控制纹波电压补偿电路,主动补偿储能电容电压波动,实现母线电压和储能电容电压解耦,消除直流母线侧电流脉动,由于纹波电压补偿电路仅需补偿电容电压波动,因此其功率容量远小于平均功率。

1 纹波电压补偿原理与实现方式

1.1 工作原理

基于纹波电压补偿原理的脉冲功率主动平抑供电结构如图2所示, C_d 为储能电容,PPL由PoL和T/R模块共同组成。纹波电压补偿电路,本文中简称补偿电路,跨接在直流母线与 C_d 之间。脉冲电流引起 C_d 电压波动,而直流母线电压稳定,二者电压差由补偿电路提供。

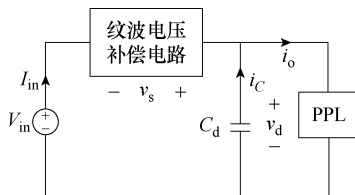


图2 纹波电压补偿型结构

Fig.2 Ripple voltage compensation structure

补偿电路关键工作波形如图3所示。 i_o 、 I_p 、 I_v 和 I_{av} 分别为负载电流的瞬时值、峰值、谷值和平均

值; i_c 为电容电流; I_{in} 为直流母线电流; v_d 、 V_{in} 和 v_s 分别为储能电容电压、直流母线电压和补偿电路输出电压; T_p 和 D_p 分别为脉冲重复周期和脉冲占空比。

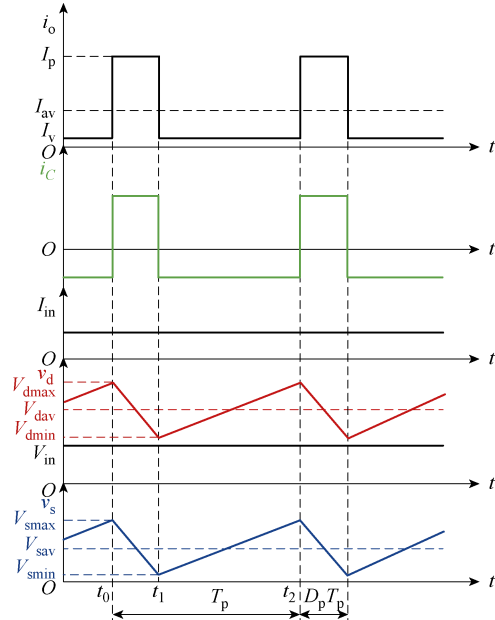


图3 工作波形

Fig.3 Operating waveforms

$t_0 \sim t_1$ 期间,负载电流为脉冲峰值 I_p ,远高于平均电流 I_{av} 。储能电容放电以补偿 I_p 与 I_{av} 的电流差,其电压 v_d 从最高电压 V_{dmax} 减小到最低电压 V_{dmin} ,补偿电路输出电压 v_s 从最高电压 V_{smax} 减小到最低电压 V_{smin} ,母线电压 V_{in} 保持稳定。

$t_1 \sim t_2$ 期间,负载电流为脉冲谷值 I_v ,远低于 I_{av} 。储能电容充电以补偿 I_v 与 I_{av} 的电流差, v_d 从 V_{dmin} 增大到 V_{dmax} , v_s 从 V_{smin} 增大到 V_{smax} ,母线电压 V_{in} 保持稳定。

整个脉冲周期内,母线电流 I_{in} 保持稳定,负载脉冲电流的交流分量由储能电容提供,而储能电容电压波动与补偿电路电压互补。此外,由于补偿电路的输出电流等于 I_{av} ,其输出电压和电流保持为正,因此补偿电路始终输出功率。需要注意的是,储能电容电压波动范围不能超过PPL中PoL输入电压允许的变化范围。

1.2 实现方式

根据1.1节分析,补偿电路本质上为输出电压宽幅波动的直流变换器。在实际应用中,直流母线可以同时作为补偿电路的输入,考虑到补偿电路和直流母线不共地,可以采用隔离型直流变换器作为补偿电路的主功率电路。图4a给出了采用隔离全桥变换器的补偿电路实现方式。

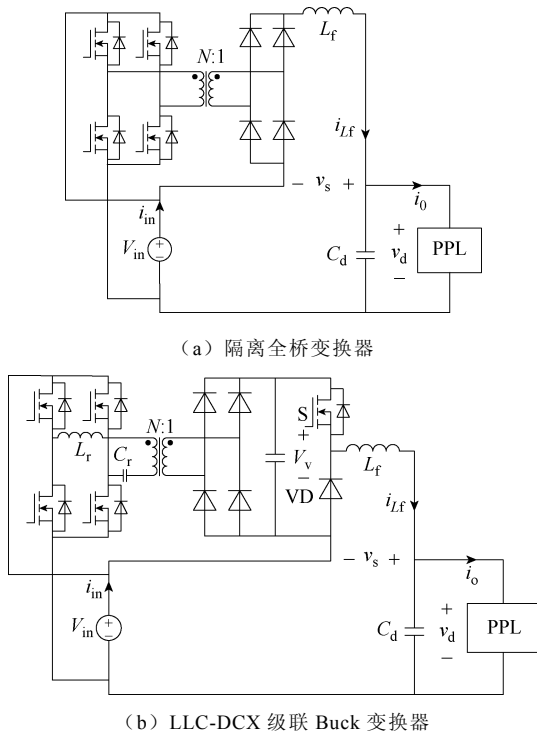


图 4 补偿电路实现实例

Fig.4 Example of the compensation circuit

考虑到补偿电路输出电压宽范围波动，采用高频直流变压器（DC Transformer, DCX）和非隔离变换器级联结构的两级式隔离变换器能够更好地兼顾电压调节和效率要求^[25-26]。图 4b 给出了采用 LLC-DCX 级联 Buck 变换器的补偿电路具体实现方式。本文采用图 4b 所示电路进行具体分析和设计。

图 4b 的电路中，LLC-DCX 固定工作于谐振频率点，此时 LLC-DCX 的输出，即 Buck 变换器的输入电压 V_v 为

$$V_v = \frac{V_{in}}{N} \quad (1)$$

式中， N 为 LLC-DCX 的变压器电压比。

Buck 变换器工作波形如图 5 所示，其输入输出电压关系满足

$$v_s = V_v d \quad (2)$$

式中， d 为开关管 S 的占空比。因此，有源电路输入输出电压的表达式为

$$v_s = \frac{V_{in} d}{N} \quad (3)$$

根据式 (3) 和图 5，PPL 工作于峰值电流期间，Buck 变换器输出电压 v_s 下降，对应 d 减小；谷值电流期间，Buck 变换器输出电压 v_s 上升，对应 d 增大，因此，通过对 Buck 变换器占空比 d 的调节，即可

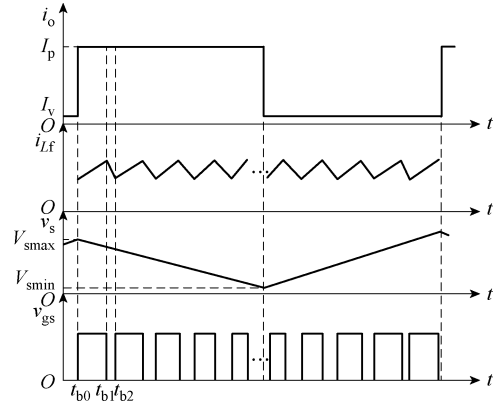


图 5 Buck 变换器工作波形

Fig.5 Operating waveforms of the Buck converter

对补偿电路输出电压、电流进行调控。

1.3 控制策略

补偿电路的控制目标包括：①调节储能电容电压波动范围；②抑制输入电流波动。因此本文采用电压电流双环控制，补偿电路的控制框图如图 6 所示。根据 1.2 节中的分析，LLC-DCX 工作于开环状态，因此其仅需对 Buck 变换器进行控制。

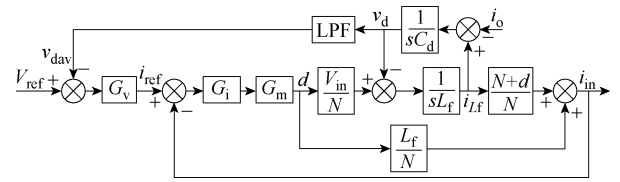


图 6 补偿电路控制框图

Fig.6 Control block diagram of the compensation circuit

图 6 中，LPF 为低通滤波器（Low-Pass Filter, LPF）， G_v 和 G_i 为电压和电流环补偿器，均采用比例-积分（Proportional-Integral, PI）控制。 G_m 为脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation, PWM）环节。

电压外环对储能电容电压采用平均电压控制。取储能电容的预设平均电压作为电压环参考值 V_{ref} ，采样储能电容电压 v_d ，并通过 LPF 滤除负载脉冲频率波动得到 v_{dav} 作为反馈信号，从而调节电容电压波动范围。 v_{dav} 与 V_{dav} 的不同之处在于， v_{dav} 是一个动态变量，受控制过程和系统状态的影响；而 V_{dav} 是一个常量，在参数设计过程中被选定，并作为控制环路参考。当控制环路稳定后， v_{dav} 与 V_{dav} 相等。 V_{ref} 与 v_{dav} 作差后经电压环补偿环节 G_v 后得到输入电流参考 i_{ref} 。

电流内环对输入电流采用平均电流控制以抑制输入电流波动，采样输入电流 i_{in} 作为反馈信号，与 i_{ref} 作差经电流环补偿环节 G_i 后得到调制波信号 v_m ，随后经 PWM 环节得到 Buck 变换器的占空比 d 。

2 参数优化设计

储能电容作为主要储能元件,其容量直接决定电源体积和质量;另一方面,电容电压平均值影响补偿电路的功率容量,从而影响电源效率。因此需对储能电容和电容电压平均值的选取方法进行分析。

2.1 储能电容容量选取

根据脉冲负载峰值期间电容电流和电压的积分可得储能电容释放的能量为

$$E_d = \int_0^{D_p T_p} i_C v_d dt = \frac{(I_p - I_v) D_p (1 - D_p) V_{dav}}{f_p} \quad (4)$$

式中, i_C 为储能电容电流; V_{dav} 为储能电容电压平均值; f_p 为脉冲频率。

根据脉冲峰值阶段启动和停止瞬间储能电容的能量差可得储能电容释放的能量为

$$E_d = \frac{1}{2} C_d V_{dmax}^2 - \frac{1}{2} C_d V_{dmin}^2 = C_d V_{dav} \Delta v_d \quad (5)$$

式中, Δv_d 为储能电容电压波动幅值。

储能电容的电压波动范围由 V_{dav} 和 Δv_d 共同决定。根据式(5),相同负载情况,选定 C_d 后,一旦 V_{dav} 确定, Δv_d 随之确定。因此1.3节中,控制环路对 V_{dav} 进行控制,即可达到调节电容电压波动范围的目的。

联立式(4)和式(5)可得储能电容 C_d 的表达式为

$$C_d = \frac{(I_p - I_v)(1 - D_p) D_p}{\Delta v_d f_p} \quad (6)$$

C_d 与 Δv_d 的关系曲线如图7所示,相关数据从第3节的表1获取。由图7可见,负载参数确定后, C_d 仅由 Δv_d 决定,随着 Δv_d 的增加, C_d 减小;然而, C_d 的减小速度随着 Δv_d 的增加而逐渐减缓。

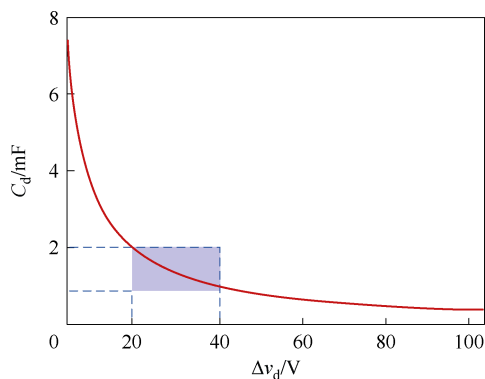


图7 储能电容 C_d -电压波动 Δv_d 曲线

Fig.7 The relationship curve between energy storage capacitor C_d and voltage fluctuation Δv_d

2.2 储能电容平均电压的设置

储能电容与直流母线的瞬时电压差由补偿电路补偿,由图2和图3可得,补偿电路功率容量 P_{comp} 和处理的平均功率 P_{compav} 分别为

$$P_{comp} = (V_{dmax} - V_{in}) I_{av} = \left(V_{dav} + \frac{\Delta v_d}{2} - V_{in} \right) I_{av} \quad (7)$$

$$P_{compav} = (V_{dav} - V_{in}) I_{av} \quad (8)$$

补偿电路输出端口与直流母线串联,因此补偿电路平均功率占比 α 即为平均电压比,有

$$\alpha = \frac{P_{compav}}{P_{av}} = \frac{V_{dav} - V_{in}}{V_{in}} \quad (9)$$

补偿电路平均功率占比 α -储能电容平均电压 V_{dav} 曲线如图8所示。可见平均功率占比 α 随着 V_{dav} 的增大而增大,补偿电路处理的功率占比越大,意味着补偿电路的功率容量越大,系统效率越低。因此 V_{dav} 应尽可能小,以降低补偿电路功率容量,提高电源效率。

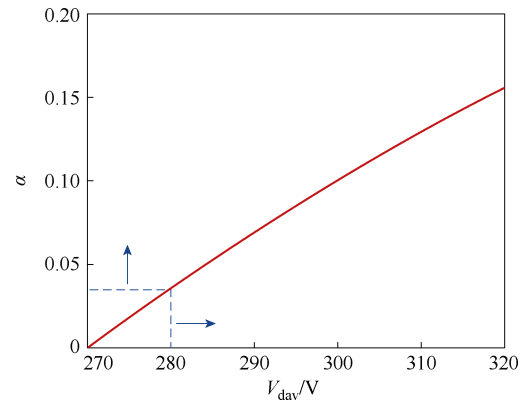


图8 补偿电路平均功率占比 α -储能电容平均电压 V_{dav} 曲线

Fig.8 The relationship curve between compensation circuit average power ratio α and average voltage of energy storage capacitor V_{dav}

Buck 变换器的最小输出电压应大于0,即

$$V_{dav} - \frac{\Delta v_d}{2} \geq V_{in} \quad (10)$$

因此, V_{dav} 的最小值 V_{davmin} 为

$$V_{davmin} = V_{in} + \frac{\Delta v_d}{2} \quad (11)$$

结合2.1节和2.2节中的分析, Δv_d 一方面影响 C_d ; 另一方面决定 V_{dav} 的下限。因此, Δv_d 应在图7曲线转折点附近进行选取。而 V_{dav} 影响补偿电路的平均功率占比及功率容量,并进一步影响电源效率,

因此在 Δv_d 确定后,其取值应尽可能接近 V_{davmin} 。

3 实验与方案对比

3.1 实验结果与分析

负载技术指标见表 1,储能电容需根据最大充/放电能量进行设计,以满足整个负载范围需求,因此取最大峰值电流、最大脉冲占空比以及最低脉冲频率进行设计。根据第 2 节中分析,本文储能电容容值取 1.21 mF,补偿电路的功率容量、处理平均功率及平均功率占比分别为 356 W、190 W 和 6.9%。

表 1 负载技术参数

Tab.1 Specification of the load

参数	数值
直流母线电压 V_{in}/V	270
脉冲频率 f_p/Hz	100~200
脉冲峰值电流 I_p/A	≤ 18
脉冲谷值电流 I_v/A	1
脉冲占空比 D_p	0.25~0.5

实验样机如图 9 所示,关键元器件规格及型号见表 2。

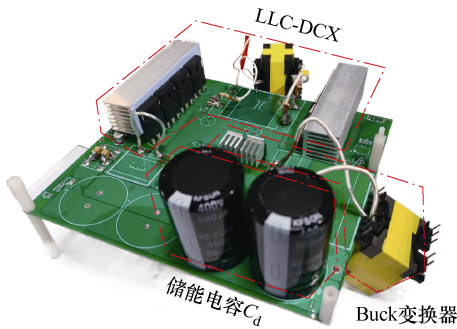


图 9 实验样机

Fig.9 The experimental prototype

表 2 元器件规格及型号

Tab.2 Component specifications

元器件	型号	规格
储能电容 C_d	KN561M40035×45A	560 $\mu F/400 V \times 4$
滤波电感 $L_f/\mu H$	PQ3535	56
变压器 T_r	PQ3230	电压比 6 : 1
LLC-DCX 一次侧开关管	C3M0045065D	650 V/49 A×4
LLC-DCX 二次侧开关管	NTP5D0N15MC	150 V/15 A×4
Buck 变换器开关管	IPP110N20N3_G	200 V/88 A×2

图 10 给出了负载的脉冲重复频率为 100 Hz,脉冲占空比为 0.5 的实验波形,其中, v_d 和 v_s 分别为储能电容电压和纹波电压补偿电路输出电压; i_{in}

和 i_o 分别为输入和负载电流。可见 v_d 和 v_s 同幅同向波动,输入电流纹波 $\Delta i_{in}=1 A$,与理论波形一致。

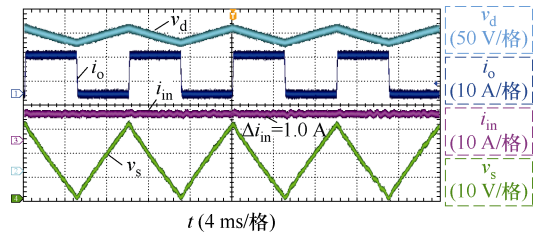


图 10 脉冲重复频率 100 Hz、占空比 0.5 负载条件下实验波形

Fig.10 Experimental waveforms with pulse repetition frequency of 100 Hz and pulsed duty cycle of 0.5

图 11 给出了脉冲重复频率为 100 Hz,脉冲占空比为 0.25 时的实验波形。

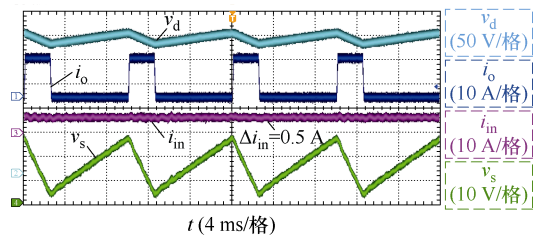


图 11 脉冲重复频率 100 Hz、占空比 0.25 负载条件下实验波形

Fig.11 Experimental waveforms with pulse repetition frequency of 100 Hz and pulsed duty cycle of 0.25

图 12 给出了脉冲重复频率为 200 Hz,脉冲占空比为 0.5 时的实验波形。可见样机能够在整个负载范围内工作。

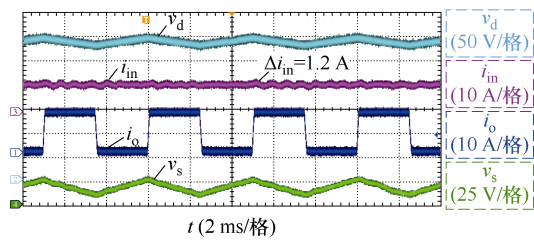


图 12 脉冲重复频率 200 Hz、占空比 0.5 负载条件下实验波形

Fig.12 Experimental waveforms with pulse repetition frequency of 200 Hz and pulsed duty cycle of 0.5

图 11 和图 12 与图 10 相比,单个脉冲周期内负载的脉动能降低,因此储能电容的充放电能量减少。由于采用平均电压控制,所以储能电容电压平均值不变,电压波动幅值减小。

图 13 为脉冲负载在 100 Hz 和 200 Hz 脉冲重复频率下的效率-输出平均功率曲线,平均功率分别通过调整电流峰值(见图 13a)和脉冲占空比(见图

13b) 改变。在实际测试过程中, 采用电子负载来等效 PPL, 通过设置其操作面板上参数 L1 和 L2 来调整脉冲电流的峰、谷值, 设置参数 T1 和 T2 来调整峰值和谷值的持续时间, 即 L1 与 L2 对应于图 3 中的 I_p 与 I_v , T1 与 T2 对应于图 3 中 $t_0 \sim t_1$ 与 $t_1 \sim t_2$ 。

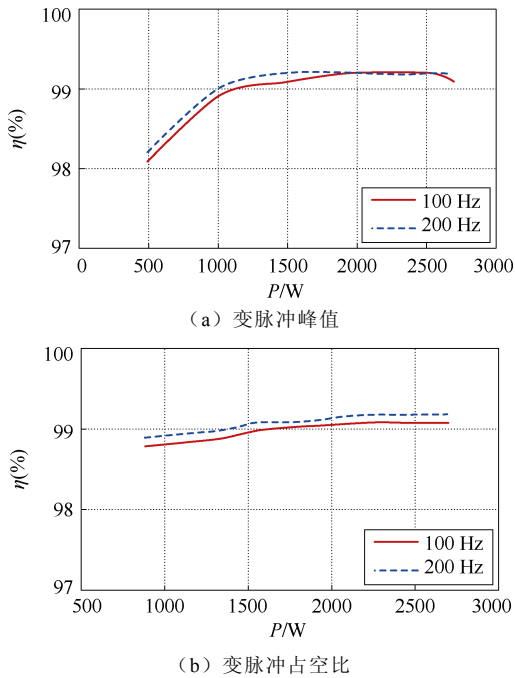


图 13 不同脉冲负载状态下效率曲线

Fig.13 Efficiency curves under different PPL

T1 与 T2 之和即为脉冲周期。“改变脉冲峰值”通过固定 L2、T1 和 T2, 逐步调整 L1 实现; 而“改变脉冲占空比”通过固定 L1 和 L2, 在不改变 T1 与 T2 之和的基础上对两者比例逐步调整实现。由测试结果可见, 该电路在很宽的功率范围内效率能够维持在 98.1% 以上, 峰值效率可达 99.2%。图 14 为 PPL 满载运行, 脉冲频率改变时的效率-频率曲线, “改变脉冲频率”通过固定 L1 和 L2, 在不改变 T1 与 T2 之比的基础上对两者大小逐步调整实现。可见在满载运行情况下, 该电路的效率在整个负载频率范围内均能维持在 99.1% 以上。

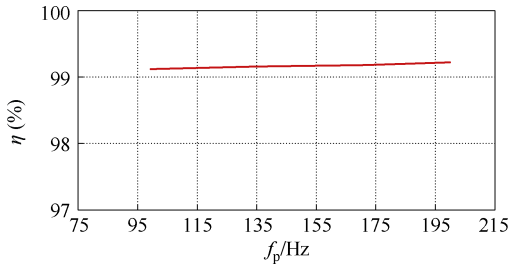


图 14 效率-脉冲重复频率曲线

Fig.14 The curve between efficiency and pulse repetition frequency

3.2 方案对比

目前脉冲功率主动平抑方法主要包括并联型、级联型和串联型三类, 如图 15 所示, 所有方法均是通过有源电路来降低储能电容容量, 但有源电路又会产生额外的体积、质量和损耗。并联型结构^[18]中有源电路需对脉冲功率的交流分量进行两次变换, 其功率容量等于脉冲峰值功率与平均功率之差; 级联型结构^[20]中有源电路仅需对负载平均功率增加一级功率变换, 其功率容量等于负载平均功率; 串联型结构中^[23], 有源电路输出电流等于脉冲负载瞬时电流, 其功率容量与负载峰值功率有关。而本文所研究电路中, 补偿电路仅需处理部分负载平均功率, 并且仅需进行一级功率变换。

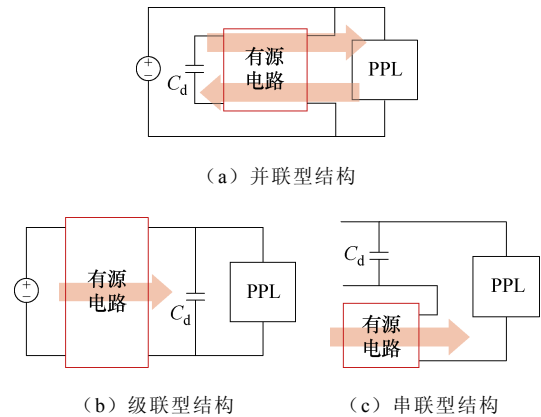


图 15 脉冲功率主动平抑结构

Fig.15 The structure of pulse power active suppression

下面引入效率损失 $\Delta\eta$ 和负载-有源电路功率比 β 两个归一化参数对各脉冲功率主动平抑方法进行对比, 其中 $\Delta\eta$ 定义为主动平抑方案与纯储能电容方案的效率之差, β 定义为负载平均功率与有源电路功率容量之比。脉冲功率主动平抑方法^[15-16, 18, 20, 23]对比如图 16 所示, 为便于表示, 横坐标采用对数坐标

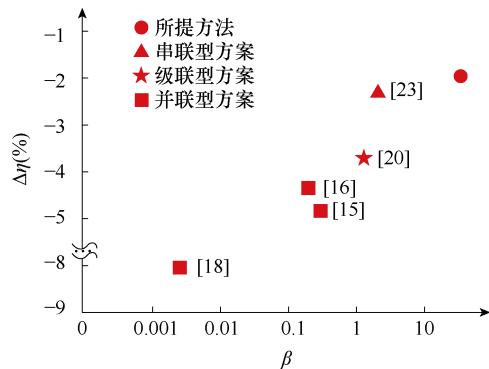


图 16 脉冲功率主动平抑方法对比

Fig.16 Comparison of pulse power active suppress methods

标。由图 16 可知, 本文所提方法的 $\Delta\eta$ 最小, β 最大, 这表明增加的有源电路的功率容量最低、有源电路所引入的额外损耗最小, 因此整体效率最高。

4 结论

为平抑高峰均比低频脉冲功率负载对电源系统冲击, 本文提出一种基于电压补偿原理的机载低频脉冲功率主动平抑方法。本文对所提方法的工作原理和实现方式进行分析; 针对具体实例中的关键参数给出设计方法; 制定电压电流双环控制策略; 实验对比结果表明, 采用本文所提方法, 实现了对脉冲功率的有效平抑, 输入电流波动得到抑制; 与其他主动平抑方案相比, 其在功率容量和效率方面具有明显优势。

参考文献

- [1] 严鋈, 王金全, 黄克峰, 等. 脉冲功率负载等效拓扑及潮流计算模型分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(23): 5523-5531.
Yan Jun, Wang Jinqian, Huang Kefeng, et al. Analysis of equivalent topology and power-flow calculation model for pulsed power load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(23): 5523-5531.
- [2] 王勇, 王谱宇, 杨永亮, 等. 带脉冲恒功率负载储能系统的无源控制方法[J/OL]. 电工技术学报: 1-16 [2024-07-31]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.10006753.tces.240410>.
Wang Yong, Wang Puyu, Yang Yongliang, et al. Passive control method for energy storage system with pulse constant power load[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-16[2024-07-31]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.10006753.tces.240410>.
- [3] Salehi V, Mirafzal B, Mohammed O. Pulse-load effects on ship power system stability[C]//IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, USA, 2010: 3353-3358.
- [4] 甄洪斌, 张晓锋, 沈兵, 等. 脉冲负荷对舰船综合电力系统的冲击作用研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 85-88.
Zhen Hongbin, Zhang Xiaofeng, Shen Bing, et al. Research on impact of pulsed power loads on naval integrated power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 85-88.
- [5] 李文辉. 某型直升机交流发电机断轴故障分析及改进[J]. 直升机技术, 2016(4): 51-53.
Li Wenhui. A certain type of helicopter alternator broken shaft failure analysis and improvement[J]. Helicopter Technique, 2016(4): 51-53.
- [6] Dillon J A, Weaver W W, Robinett R D, et al. Electro-mechanical-thermal performance and stability of aircraft energy networks with pulse power loads[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2020, 56(4): 2537-2547.
- [7] 王萌, 黄细霞, 孙程. 面向脉冲负载的基于超级电容储能 UPQC 设计及控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 231-241.
Wang Meng, Huang Xixia, Sun Cheng. Research on design and control strategy for UPQC based on super-capacitor energy storage for pulse load[J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 231-241.
- [8] Sun Lei, Huang Wentao, Li Ran, et al. Capacity and pulsed power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 322-333.
- [9] 张佐乾, 吴红飞, 杨帆, 等. 高峰均比脉冲功率独立电源系统关键技术研究综述[J]. 电气工程学报, 2023, 18(1): 43-55.
Zhang Zuoqian, Wu Hongfei, Yang Fan, et al. Overview of key technologies for independent power supply systems with high peak-to-average ratio pulse power loads[J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(1): 43-55.
- [10] Wang Shu, Ruan Xinbo, Yao Kai, et al. A flicker-free electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4540-4548.
- [11] 王立乔, 陈建医, 程超然, 等. 单级单相无电解电容 Buck-Boost 逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6768-6781.
Wang Liqiao, Chen Jianyi, Cheng Chaoran, et al. A single-stage single-phase Buck-Boost inverter without electrolytic capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6768-6781.
- [12] 刘永露, 袁银浩, 王辉, 等. 模块化解耦电路的协同控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3118-3128.
Liu Yonglu, Yuan Yin hao, Wang Hui, et al. Collaborative control strategy of modular decoupling

- circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3118-3128.
- [13] 何海泉, 林国庆, 徐心靖. 基于 LCL 恒流谐振网络的无电解电容 LED 驱动电路研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 72-81.
He Haiquan, Lin Guoqing, Xu Xinjing. Research on electrolytic capacitor-less LED drive circuit based on LCL constant-current resonant network[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 72-81.
- [14] Fang Peng, Liu Yanfei, Sen P C. A flicker-free single-stage offline LED driver with high power factor[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(3): 654-665.
- [15] 杨帆, 李林, 朱建鑫, 等. 面向高峰均比低频脉冲功率负载的脉冲电流补偿器及其控制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4193-4201.
Yang Fan, Li Lin, Zhu Jianxin, et al. A pulsed current compensator and control strategy for high peak-to-average-ratio low frequency pulsed load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4193-4201.
- [16] Zhu Jianxin, Wu Hongfei, Li Lin, et al. Modified T-type three-level AC-DC converter based multi-functional compensator for three-phase AC power system with low-frequency pulsed load[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 11844-11855.
- [17] Huang Xinze, Ruan Xinbo, Du Fangjun, et al. A pulsed power supply adopting active capacitor converter for low-voltage and low-frequency pulsed loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9219-9230.
- [18] Ren Xiaoyong, Bai Lei, Chen Yu, et al. Single-phase AC-DC converter with SiC power pulsation buffer for pulse load applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 517-528.
- [19] Yang Ping, Chen Xi, Hu Fuping, et al. Hybrid decoupling controlled active power compensator for the ultralow-frequency pulse load with reversed power application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(6): 5774-5784.
- [20] Gao Xun, Wu Hongfei, Gao Shang, et al. A two-stage pulsed power supply for low-DC-voltage and low-frequency pulsed-current loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2298-2309.
- [21] Yao Yu, Kulothungan G S, Krishnamoorthy H S, et al. GaN-based two-stage converter with high power density and fast response for pulsed load applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10035-10044.
- [22] Xu Ye, Ruan Xinbo, Huang Xinze, et al. A two-stage pulsed power supply with ultra-fast dynamic response and low input current ripple for low-frequency pulsed loads[C]//2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Vancouver, BC, Canada, 2021: 3068-3072.
- [23] Zhang Zuoqian, Du Yiru, Yu Haitao, et al. Inverse charge constant on-time control with output current feedforward for superimposed pulse power supply[C]//2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Guangzhou, Guangdong, China, 2022: 469-473.
- [24] 张佐乾, 吴红飞, 杨帆, 等. 基于部分功率调控的有源-无源电容分裂叠加式高峰均比低频脉冲功率平抑方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(3): 1154-1163.
Zhang Zuoqian, Wu Hongfei, Yang Fan, et al. Partial power regulation-based high peak-to-average-ratio low-frequency pulse power suppression method with split active-passive capacitors superposition[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 1154-1163.
- [25] 徐鑫雨. 超宽电压范围模块化可重构直流电源系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2022.
Xu Xinyu. Research on modular reconfigurable DC power supply system with ultra wide voltage range[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2022.
- [26] Takagi M, Shimizu K, Zaitzu T. Ultra high efficiency of 95% for DC/DC converter-considering theoretical limitation of efficiency[C]//APEC Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), Dallas, TX, USA, 2002: 735-741.

作者简介

张佐乾 男, 1997 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电

力传动。

E-mail: zhangzuoq@nuaa.edu.cn

吴红飞 男, 1985 年生, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: wuhongfei@nuaa.edu.cn (通信作者)

Low-Frequency Pulse Power Active Suppression Method Based on Voltage Compensation for Airborne Pulse Loads

Zhang Zuoqian¹ Yang Fan² Jin Xin^{1,3} Xing Yan¹ Wu Hongfei¹

(1. Center for More Electric Aircraft Power System Nanjing University of Aeronautics and Astronautics
Nanjing 210016 China

2. College of Automation Nanjing University of Posts and Telecommunications Nanjing 210023 China

3. Aviation Industry Corporation of China Leihua Electronic Technology Research Institute
Wuxi 214125 China)

Abstract The high peak-to-average ratio of low-frequency pulse power loads seriously affects the safe and stable operation of airborne power supply systems. The conventional approach requires stacking numerous energy storage capacitors due to the DC bus voltage ripple limitation, which substantially increases the system's volume. Although current active pulse power suppression method can reduce the required capacitance by increasing voltage fluctuations, the considerable power ratings and additional power processing stages of active suppression circuits impact system efficiency significantly.

This paper presents a low-frequency pulse power active suppression method based on voltage compensation. The active suppression circuit is inserted between the DC bus and the energy storage capacitor C_d . By compensating for the voltage difference between C_d and DC bus with the output voltage v_s of the active suppression circuit, the voltage range of C_d is not constrained by the DC bus, allowing for a reduction in C_d . Since the active suppression circuit only compensates for capacitor voltage fluctuations, its power rating and losses are much smaller than the average power of pulse loads, which greatly reduces the volume, weight, and losses. The active suppression circuit takes power from the DC bus. Considering that its input and output terminals are non-common ground and have a wide output voltage range, the LLC-DC transformer (DCX) cascaded Buck converter is chosen for the active suppression circuit. The LLC-DCX functions operate in an open loop as a high-frequency DC transformer, and a dual-loop control strategy is implemented for the Buck converter. The outer voltage loop adjusts the voltage fluctuation range of C_d , while the inner current loop suppresses the input current ripple.

The design guidelines for key parameters are also presented, with size and efficiency as the main considerations. The size of the power supply is influenced by C_d , while the power rating of the active suppression circuit affects system efficiency. Therefore, a detailed study of both aspects is conducted. The results reveal that once the load is determined, C_d decreases as the voltage fluctuation Δv_d increases, and the decreasing rate gradually slows. Additionally, the power rating of the active suppression circuit increases linearly with the average voltage V_{dav} and Δv_d . The lower limit of V_{dav} is also affected by Δv_d to ensure that the output voltage of the Buck converter remains positive. Therefore, a balance must be achieved between V_{dav} and Δv_d to optimize capacitance and power rating.

An experimental prototype is constructed. The experimental results are consistent with the theoretical analysis, and the active suppression circuit effectively regulates the voltage fluctuation range of C_d and suppresses the input current. Efficiency tests reveal that the active suppression scheme maintains an efficiency above 98.1% throughout the entire range, with a peak efficiency reaching 99.1%. This scheme is compared with existing active suppression schemes, showing clear advantages. In addition, results from various literature are normalized and compared.

Keywords: Airborne power system, pulse power, active power decoupling, ripple voltage compensation, partial power conversion

(编辑 陈 诚)