

• 新能源汽车功率器件与电力电子系统关键技术专题 •

基于LQR优化控制的电动汽车高频交流谐振逆变电源研究

周浩^{1,3} 曾婧瑶² 吴军¹

(1. 株洲中车时代电气股份有限公司, 株洲 412001; 2. 华南理工大学电力学院, 广州 510640; 3. 华南理工大学吴贤铭智能工程学院, 广州 511442)

【摘要】针对电动汽车高频交流(HFAC)谐振逆变电源控制策略设计复杂及硬件电路实现困难的问题,提出了一种基于积分控制器和状态反馈相结合的复合控制策略,以典型LCLC DC/HFAC逆变器为研究对象,采用线性二次型调节器(LQR)优化控制理论实现对复合控制策略中反馈控制参数的离线数字化计算,改善了DC/HFAC逆变器的动态性能,增强了DC-HFAC逆变电源的稳定性,并通过简化控制器的参数设计过程以及移相调制(PSM)方法优化了控制策略和硬件电路的设计。试验结果表明,所提出的基于LQR优化反馈复合控制策略的LCLC DC/HFAC逆变电源具备良好的稳态性能,且具有较高的转换效率和优越的动态响应速度。

关键词: 电动汽车 DC/HFAC 逆变器 复合控制策略 线性二次型调节器 优化控制理论
中图分类号: TM464 **文献标志码:** A **DOI:** 10.20104/j.cnki.1674-6546.20250015

Research on EV HFAC Resonant Inverter Power Supply Based on LQR Optimization Control

Zhou Hao^{1,3}, Zeng Jingyao², Wu Jun¹

(1. Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou 412001; 2. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640; 3. Shien-ming Wu School of Intelligent Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 511442)

【Abstract】In order to address the issues of complex control strategy design and hardware circuit implementation of High Frequency AC (HFAC) resonant inverter power supply in Electric Vehicle (EV), this paper proposes a composite control strategy based on the combination of an integral controller and state feedback. Taking the typical LCLC DC-HFAC inverter as the research object, the Linear Quadratic Regulator (LQR) optimization control theory is used to realize the offline digital calculation of the feedback control parameters in the composite control strategy, which improves the dynamic performance of the DC/HFAC inverter and enhances the stability of the DC-HFAC inverter power supply. The control strategy and hardware circuit design are optimized by simplifying the parameter design process of the controller and the Phase-Shift Modulation (PSM) method. The experimental results show that the proposed LCLC DC-HFAC inverter power supply based on LQR optimized feedback composite control strategy not only has good steady-state performance, but also has high conversion efficiency and superior dynamic response speed.

Key words: Electric vehicle, DC/HFAC inverter, Composite control strategy, Linear Quadratic Regulator (LQR), Optimization control theory

【引用格式】周浩, 曾婧瑶, 吴军. 基于LQR优化控制的电动汽车高频交流谐振逆变电源研究[J]. 汽车工程师, 2025(7): 10-17.

ZHOU H, ZENG J Y, WU J. Research on EV HFAC Resonant Inverter Power Supply Based on LQR Optimization Control[J]. Automotive Engineer, 2025(7): 10-17.

1 前言

高频谐振逆变器具有高功率密度、低电磁干扰(Electromagnetic Interference, EMI)及高转换效率等优点^[1-10],在过去几十年中,其衍生的高频交流配电系统(High-Frequency Alternating Current Power Distribution System, HFAC PDS)方案广泛应用于电信^[1]、微电网^[2-3]和电动汽车^[4-6]。在电动汽车应用中^[6], HFAC PDS可有效替代现有直流配电系统(Direct Current Power Distribution System, DC PDS),其结构组成包括直流侧、高频交流母线和负载侧。高频交流谐振逆变器作为直流侧和高频交流母线间的核心设备,对保证电动汽车PDS的稳定运行非常重要。因此,高频谐振逆变电源^[7-10]需要选取合适的调制方法、控制策略以及控制器参数,确保DC/HFAC谐振逆变电源的输出交流电压满足稳态精度高、动态响应速度快以及负载适应性强的要求。

为提高谐振逆变电源的性能,文献[8]提出了一种以桥臂输出电压作为前馈信号的单周期控制(One-Cycle Control, OCC)策略,提高了逆变器的动态性能,但抗扰性能差,而且控制器结构和硬件电路结构相对复杂。文献[9]提出了一种基于 H_∞ 鲁棒反馈控制和改进的OCC相移调制器相结合的控制策略,但其跟踪鲁棒性在给定的扰动下仍无法满足性能指标要求,存在电压静差。此外,文献[10]提出了一种基于结构奇异值(μ)的综合控制策略,谐振逆变器存在不确定扰动时可实现零静差跟踪,具有很强的鲁棒性,但是 μ 综合控制器需要汉克尔范数近似来降低控制器的阶数,以便设计最终简化的三阶控制器。文献[11]提出一种基于扰动观测器结合比例谐振控制器的复合控制方法,具备谐波抑制功能和良好的暂态性能,但是开关频率较高,导致高频逆变系统的转换效率低。

为简化控制器的设计过程,实现良好的动态和稳态性能,需要从逆变器控制及优化方面进行深入研究。线性二次型调节器(Linear Quadratic Regulator, LQR)作为一种有效的优化方法,通常用于优化控制系统的参数,不仅使系统获得更好的幅值裕量和相位角裕量,而且在一定范围内抑制了非线性失真^[12-16]。文献[13]提出了一种用于同步参考系中三相逆变器的数字LQR控制器,具有良好的抗干扰性;文献[14]采用离散LQR理论优化了状态反馈控制器的增益,保证了三相逆变器在脉冲宽度调

制饱和下的稳定性,提高了低脉冲比下系统的瞬态性能。文献[15]只考虑了有功功率低通滤波器的动态特性,并采用LQR优化来保证微电网的稳定性和最佳频率调节。此外,采用LQR策略来设计最佳反馈控制,可优化网格形成转换器的性能^[16]。文献[17]提出一种用于电动汽车电驱系统中工频逆变器的数字LQR跟踪控制器,可实现良好的输出跟踪性能。

基于LQR理论的优势,本文针对电动汽车单相高频LCLC全桥谐振逆变器电源,提出一种最优积分复合状态反馈控制策略,可通过模拟运算放大器集成电路实现控制环路,并通过仿真验证该方法在保证DC/HFAC逆变电源低稳态误差以及较快的动态响应速度方面的效果。

2 高频LCLC谐振逆变器数学模型

为了获得反馈闭环控制系统的最优控制器参数,必须建立精准的高频谐振逆变器数学模型,拓扑结构采用如图1所示的典型全桥高频谐振逆变器,其中 V_{dc} 为直流电压源, C_{dc} 为输入直流滤波电容, $Q_1\sim Q_4$ 为功率开关管, V_{ab} 为全桥电路的输出桥臂电压, I_{ab} 为谐振电流, L_s 为串联谐振电感, C_s 为串联谐振电容, L_p 为并联谐振电感, C_p 为并联谐振电容, R 为交流负载电阻, Z_{LCS} 为串联谐振阻抗, Z_{LCP} 为并联谐振阻抗。值得注意的是,四阶LCLC谐振滤波器中 $L_s C_s$ 串联谐振频率 f_{sr} 略低于HFAC电压信号输出频率 f_0 和开关频率 f_s ,同时, $L_p C_p$ 并联谐振频率 f_{pr} 略高于 f_0 和 f_s ,其表达式为:

$$f_{sr} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} < f_s = f_0 < \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} = f_{pr} \quad (1)$$

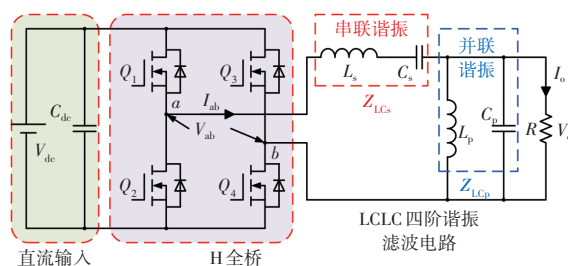


图1 典型全桥LCLC谐振逆变电路

根据阻抗等效计算方法,构建了如图2所示的简化高频谐振逆变器和滤波等效电路模型,不仅可以简化数学模型的建立,还有利于状态反馈控制器参数的设计。其中, I_{L_s} 为流过串联谐振电感 L_s 的电流, I_{L_p} 为流过并联谐振电感 L_p 的电流, V_{C_s} 为串联谐

振电容 C_s 两端的电压, V_{C_p} 为并联谐振电容 C_p 两端的电压, I_{L_e} 为流过 $L_s C_s$ 串联谐振支路等效电感 L_e 的电流, V_{C_e} 为 $L_p C_p$ 并联谐振支路等效电容 C_e 两端的电压。然而,在串联-并联谐振电路中,考虑到谐振频率等于开关频率 f_s (输出电压频率 f_o) 的理想情况,通过简化和分析高频谐振逆变器以及四阶 LCLC 谐振腔等效电路可知,串联谐振支路对高频逆变器输出电压 V_o 中包含的各次谐波均呈现弱感性,可推导出 $L_s C_s$ 串联谐振支路等效电感 L_e 的表达式为:

$$L_e = L_s - \frac{1}{\omega_s^2 C_s} \quad (2)$$

式中: $\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi f_o$ 为开关角频率。

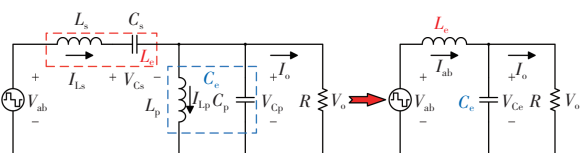


图2 简化高频谐振逆变器及滤波等效电路

而并联谐振支路对高频逆变器输出电压 V_o 中包含的各次谐波均呈现弱容性,可推导出 $L_p C_p$ 并联谐振支路等效电容 C_e 的表达式为:

$$C_e = C_p - \frac{1}{\omega_s^2 L_p} \quad (3)$$

因此,根据基波近似法及基尔霍夫(Kirchhoff)电压和电流定律,可推导出简化后高频谐振逆变器的初始数学状态变量模型为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m \mathbf{u}_m \\ \mathbf{y}_m = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{D}_m \mathbf{u}_m \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_m = [I_{ab} \quad V_o]^T \\ \mathbf{u}_m = [V_{dc}] \\ \mathbf{y}_m = [V_o] \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{A}_m = [0 \quad -1/L_e, \quad 1/C_e \quad -1/C_e R]^T$; $\mathbf{B}_m = [M/L_e \quad 0]^T$; $\mathbf{C}_m = [0 \quad 1]$; $\mathbf{D}_m = [0 \quad 0]$; $M = 4\sin(\pi\alpha/2)/\pi$; $\alpha \in (0, \pi)$ 为移相调制的有效脉冲宽度,即功率开关管 Q_1 和 Q_2 组成的超前桥臂与功率开关管 Q_3 和 Q_4 组成的滞后桥臂之间存在相位差。

3 优化反馈控制策略及分析

本文根据内模原理提出一种基于积分控制和状态反馈控制的简单复合控制策略,一方面可简化采用运算放大器 IC 实现控制策略的硬件电路设计,另一方面,保证了 DC/HFAC 逆变器在优

化反馈闭环控制系统的作用下具有良好的动态响应速度和稳态性能。在基于积分控制和状态反馈控制的复合控制策略中:状态反馈主要反映系统状态变量(如输出电压、谐振电流等)的变化过程,可以加快系统的动态响应性能;积分控制部分用于消除系统的稳态误差,提高系统的稳态性能,确保输出电压能够准确跟踪参考信号。与传统的 PI 控制器相比,在积分器上加入状态反馈控制更加便于电路设计以及硬件实现。此外,传统的 PI 控制器不仅无法提高高频谐振逆变器的控制系统性能,反而引入了一个降低动态响应速度的零点。

基于此,构建了 DC/HFAC 逆变器的 LQR 最优控制系统,系统框图如图3所示。其中, k_1 、 k_2 和 k_3 为 LQR 方法离线计算出的状态反馈控制参数, k_3 同样表示积分控制器的积分系数, G_m 为典型全桥的等效增益传递函数, V_{ref} 为参考电压, V_{L_s} 为串联谐振电感 L_s 两端的电压。在 LQR 最优控制方法的作用下,将负载 R 跳变产生的功率波动转化为 LQR 问题进行优化,而且 LQR 控制器具有无穷大的幅值增益裕度 (Gain Margin, GM) 和大于 60° 的相位裕度 (Phase Margin, PM)^[18], 可以确保不同扰动条件下的 DC/HFAC 逆变电源输出 HFAC 电压具有良好的动态性能,最终实现平抑负载侧功率变化导致的 HFAC 母线电压波动的功能。

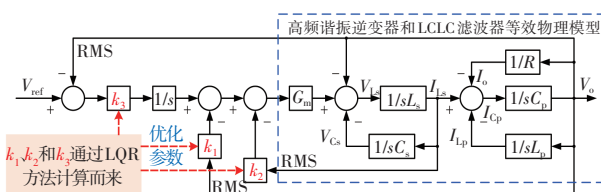


图3 DC/HFAC 逆变器的 LQR 最优控制系统框图

3.1 基于 LQR 优化反馈控制策略的参数设计

为了提高系统的响应速度, LQR 是一种考虑系统状态和控制输入以实现最优反馈控制的最优控制器。控制输入 u_c 用于实现闭环反馈控制参数的最优解:

$$\mathbf{u}_c = -\mathbf{K}_{lqr} \mathbf{x} \quad (6)$$

式中: \mathbf{K}_{lqr} 为最优反馈增益矩阵, \mathbf{x} 为系统状态。

反馈控制参数最优解则根据成本代价函数 J 最小化推导计算得出:

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q}_{lqr} \mathbf{x} + \mathbf{u}_c^T \mathbf{R}_{lqr} \mathbf{u}_c + \underbrace{2\mathbf{x}^T \mathbf{N} \mathbf{u}_c}_0) dt \quad (7)$$

式中: \mathbf{Q}_{lqr} 、 \mathbf{R}_{lqr} 分别为跟踪误差和控制信号项的加权

矩阵, N 为零矩阵。

最优反馈增益矩阵 K_{lqr} 可以表示为:

$$K_{lqr} = R_{lqr}^{-1} B^T P \quad (8)$$

值得注意的是,成本代价函数 J 最小化成立的前提条件是: J 必须是一个有界函数。当 DC/HFAC 逆变器工作时间 t 趋近于 ∞ 时,高频逆变系统的状态 x 趋于 0,则可以保证反馈控制介入系统的稳定性。一般情况下,如需保持成本函数 J 不变且 Q_{lqr} 增加,则需要减小系统状态 x 。值得一提的是,此时在系统的零极点分布中,闭环极点 $(A - BK_{lqr})$ 在 s 域平面中更加远离虚轴。因此,系统状态 x 将以更快的速率衰减到 0。同样地,当 R_{lqr} 增大时,控制输入 u_c 将减小,这意味着系统状态 x 的衰减速度将减慢。此外, K_{lqr} 通过适当选择加权矩阵来确定,其中 Q_{lqr} 和 R_{lqr} 分别是半正定矩阵和正定矩阵。基于上述分析可知, P 是代数黎卡提方程 (Algebraic Riccati Equation, ARE) 的解:

$$A^T P + PA - PBR_{lqr}^{-1} B^T P + Q_{lqr} = 0 \quad (9)$$

基于此,为了求解反馈闭环控制参数的最优解,重新定义的 DC/HFAC 逆变器状态变量模型为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu_c \\ x = [I_{ab} \quad V_o \quad x_c]^T \end{cases} \quad (10)$$

式中: $A = [A_m \quad 0, -C_m \quad 0]^T$, $B = [B_m \quad 0]^T$, x_c 为参考值与输出反馈值间的误差。

当加权矩阵 Q_{lqr} 为:

$$Q_{lqr} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 7.2 \times 10^7 \end{bmatrix} \quad (11)$$

且 R_{lqr} 等于 1 时,可通过表 1 所示 DC/HFAC 逆变电源的参数获得最佳反馈控制参数。

表 1 DC/HFAC 逆变电源的系统参数

| 参数 | 数值 |
|-------------------------|------|
| 额定功率 P_o/W | 130 |
| 开关频率 f_s/kHz | 25 |
| 工作频率 f_o/kHz | 25 |
| 输入直流电压 V_{dc}/V | 48 |
| 输入直流滤波电容 $C_{dc}/\mu F$ | 220 |
| 串联谐振电感 $L_s/\mu H$ | 110 |
| 串联谐振电容 $C_s/\mu F$ | 0.47 |
| 并联谐振电感 $L_p/\mu H$ | 17 |
| 并联谐振电容 $C_p/\mu F$ | 1.8 |
| 输出电压有效值 V_o/V | 28 |

根据表 1 所示参数取值及式(10)、式(11),可通过 MATLAB 软件计算获得增益矩阵 K_{lqr} 的参数值矩阵。通过在线数字化计算 $K_{lqr} = lqr(A, B, Q_{lqr}, R_{lqr})$, 可得 K_{lqr} 的参数值为:

$$K_{lqr} = [k_1 \quad k_2 \quad k_3] = [15.5 \quad -3.6 \quad 8 \quad 485.3] \quad (12)$$

经过系列计算推导得到数学模型后,可以总结 DC/HFAC 逆变器的控制器设计过程,图 4 所示为 LQR 优化控制器的设计流程。从确定拓扑结构和推导系统数学模型开始,到在 PSIM 软件中创建仿真电路模型,并搭建基于积分控制和状态反馈控制器的复合控制策略,如果仿真验证结果中输出电压满足性能指标,则对结果和数据进行分析;反之,在 MATLAB 中采用基于 LQR 理论的优化方法对反馈控制器参数 k_1 、 k_2 和 k_3 进行设计,并对离线计算的反馈控制器参数 k_1 、 k_2 和 k_3 进行优化,直到输出电压满足性能指标要求时,确定当前反馈参数为最优并输出。此外,结果和数据分析包括不同控制器参数在高频 LCLC 谐振逆变器中的性能比较。

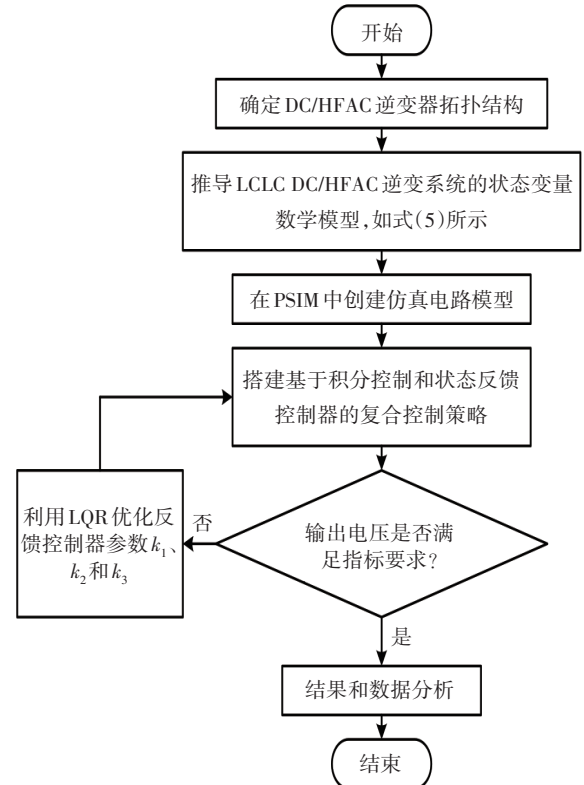


图 4 LQR 设计流程

3.2 基于 LQR 优化反馈控制策略的动态性能分析

对于稳定的高阶 LCLC 谐振逆变系统,根据图 3 可以推导出高频逆变装置输入和输出之间的传递函数 $G_{inv}(s)$ 表达式:

$$G_{inv}(s) = \frac{a_2 s^2}{a_1 s^5 + b_1 s^4 + c_1 s^3 + d_1 s^2 + e_1 s} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{cases} a_1 = L_s C_s L_p C_p R \\ b_1 = L_s C_s L_p + k_{rms} k_2 G_m C_s L_p C_p R \\ c_1 = L_s C_s R + L_p C_p R + k_{rms} k_2 G_m C_s L_p + \\ \quad C_s L_p R + k_{rms} k_1 G_m C_s L_p R \\ d_1 = k_{rms} k_3 G_m C_s L_p R + k_{rms} k_2 G_m C_s R \\ e_1 = R \\ a_2 = k_3 G_m C_s L_p R \end{cases} \quad (14)$$

式中: k_{rms} 为输出电压 V_o 或谐振电流 I_{ab} 的有效值与峰值间的转换比例系数。

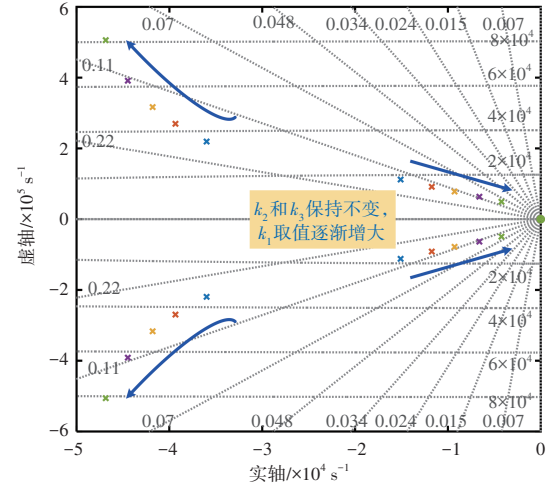
由式(13)可知,传递函数 $G_m(s)$ 在 s 域平面中的零极点分布主要由未知反馈控制参数 k_1 、 k_2 和 k_3 的取值决定。为了凸显闭环反馈控制参数对高频逆变装置动态性能的影响,绘制各反馈参数变化时DC/HFAC逆变系统的零极点分布趋势图,如图5所示:

a. 由图5a可知:随着 k_1 逐渐减小,主导极点远离虚轴,此时有利于提高DC/HFAC逆变装置的动态响应速度,其响应将更加迅速和灵敏;随着 k_1 逐渐增大,非主导极点距离虚轴越来越远,此时可忽略非主导极点对闭环系统的性能影响,并且DC/HFAC逆变器的输出交流电压超调量会减小,振荡现象也会减弱。

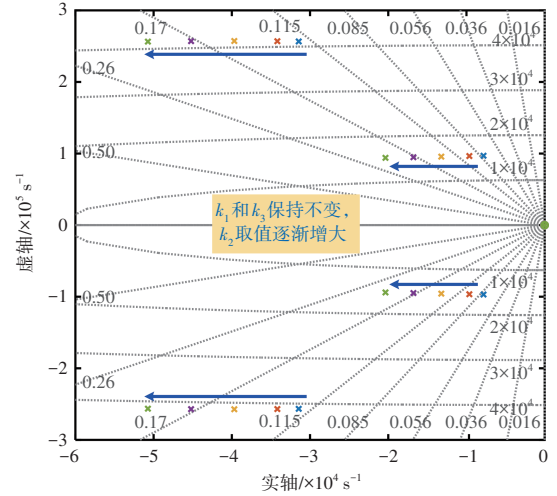
b. 由图5b可知,随着 k_2 逐渐增大,主导极点和非主导极点同时远离虚轴,此时DC/HFAC逆变系统具备较强的稳定性及较快的动态响应速度,其输出交流电压的超调量会减小,且振荡现象也会减弱。

c. 由图5c可知,随着 k_3 逐渐增大:主导极点远离虚轴,有利于增强高频逆变器的稳定性并改善高频逆变器的暂态性能;非主导极点逐渐靠近虚轴,当非主导极点靠近虚轴或者穿越到虚轴右侧时,DC/HFAC逆变电源装置接入HFAC母线的交流电压超调量可能增加,且振荡现象也可能加剧。

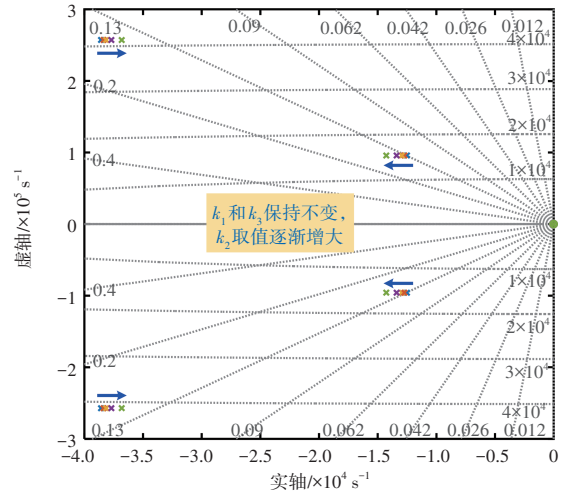
因此,离线数字化计算的反馈控制参数取值需要依据图4所示的流程来设计并最终确定,同时需通过观察试验结果和数据验证反馈控制参数理论取值的正确性和有效性。



(a) k_1 变化, k_2 和 k_3 保持不变



(b) k_2 变化, k_1 和 k_3 保持不变



(c) k_3 变化, k_1 和 k_2 保持不变

图5 闭环反馈参数变化时高频逆变系统的零极点分布情况

3.3 控制策略及调制方法的电路实现

基于以上分析,可构建LQR优化反馈控制器的电路原理图,通过加入简化的移相调制(Phase-

Shift Modulation, PSM)方法即可完成整个控制环路设计,如图6所示,控制环路主要由电阻($R_1 \sim R_6$)、电容器(C_1)、运算放大器(OA1和OA2, LM6142)、比较器(LM393)、非门(NOT, CD4069)及D触发器(CD4013)构成。其中, v_c 、 f_{vc} 分别表示三角载波及其频率。根据式(12)所示的最优反馈增益矩阵 K_{lqr} 推导出参数 k_1 、 k_2 和 k_3 的关系表达式为:

$$\begin{cases} k_1 = R_5/R_3 \\ |k_2| = R_5/R_4 \\ k_3 = 1/R_1 C_1 \end{cases} \quad (15)$$

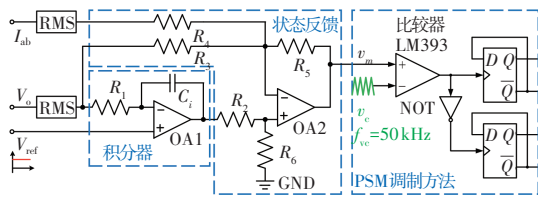


图6 控制策略及调制方法的电路实现

4 仿真结果验证

为了验证基于LQR理论优化反馈控制策略应用在电动汽车DC/HFAC逆变器中的可行性、有效性和合理性,在PSIM软件中构建了仿真模型,并分别开展DC/HFAC逆变电源的稳态性能和动态性能仿真与结果分析。

4.1 稳态性能仿真

图7所示为DC/HFAC逆变器稳态条件下输出桥臂电压 V_{ab} 、谐振电流 I_{ab} 、驱动信号 S_1 和 S_3 的仿真波形。由图7中驱动信号 S_1 和 S_3 可以看出,两个桥臂之间存在相位差,即移相角 α ,使 V_{ab} 呈现3种电平状态(48 V、0、-48 V)。此外,输出桥臂电压 V_{ab} 波形超前于LCLC谐振网络的输入谐振电流 I_{ab} ,表明此时全桥开关网络中所有功率器件均处于零电压开关(Zero Voltage Switch, ZVS)状态,而且LCLC的阻抗呈现弱感性,满足软开关实现条件。

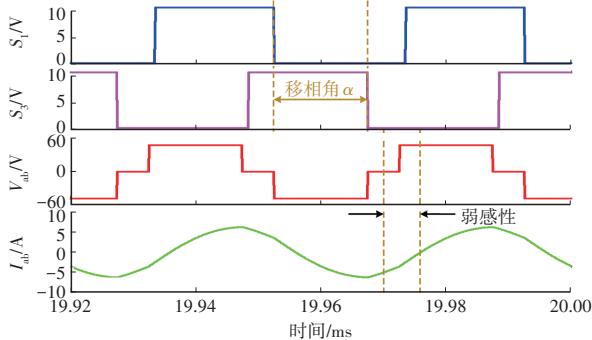


图7 V_{ab} 、 I_{ab} 、 S_1 和 S_3 的仿真波形

图8所示为DC/HFAC逆变器稳态条件下输出电压 V_o 、输出电流 I_o 、输出桥臂电压 V_{ab} 以及谐振电流

I_{ab} 的仿真波形。由图8可知: V_o 的峰值约为39.8 V(转换成电压有效值为28.14 V,稳态误差仅为0.5%),表明采用LQR优化理论的控制及参数设计具有良好的稳态控制实现能力,并且 V_o 的正弦化程度很高; I_{ab} 在一个工作周期内的正弦化程度同样较高。此外,为了直观展示稳态条件下DC/HFAC逆变器 V_o 的电能质量,分析额定功率输出时 V_o 的总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)分布情况,如图9所示。从图9中可以看出, V_o 的THD较低,约为1.85%。

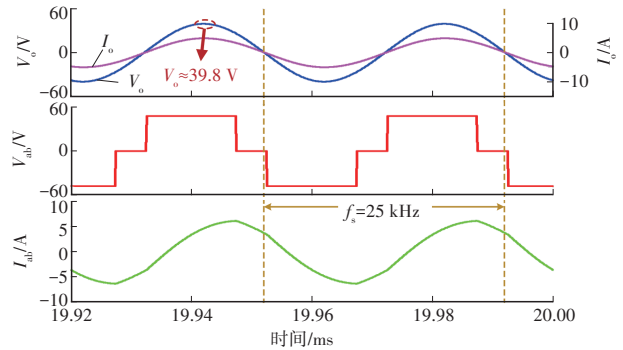


图8 V_o 、 I_o 、 V_{ab} 和 I_{ab} 的仿真波形

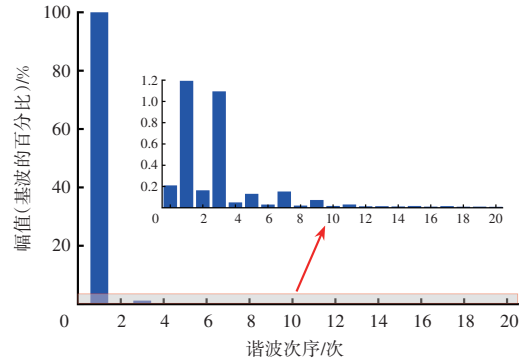


图9 V_o 的THD分布情况

4.2 动态性能仿真

图10所示为负载 R 变化时高频谐振逆变器输出电压 V_o 的动态调节过程:当高频谐振逆变器的输出功率突然增大(即 R 由12 Ω 突变为8 Ω)时,稳态-动态-稳态的调节过程需要约3个工作周期;当高频谐振逆变器的输出功率突然减小(即 R 由8 Ω 突变为12 Ω)时,稳态-动态-稳态的调节过程需要大约3.5个工作周期。据此可知,在LQR优化理论控制策略作用下,DC/HFAC谐振逆变器具备优越的暂态性能。

DC/HFAC逆变器作为电动汽车HFAC PDS接入HFAC母线的核心装置,其转换效率和接入母线时的谐波含量是评价DC/HFAC装置和所提出的优化控制策略的重要评判指标。因此,输出的

高频谐振逆变系统转换效率和输出电压的总谐波失真,如图11所示。从图11中可以看出:DC/HFAC逆变装置的最大转换效率为94.17%,且在宽范围负载变化时,DC/HFAC逆变系统的整体效率均在90%以上;DC/HFAC逆变电源输出电压 V_o 的总谐波失真处于1.7%~2%范围内,满足IEEE Std 1547.2-2008和IEEE Std 519-2022所提出的谐波小于5%的限制要求。

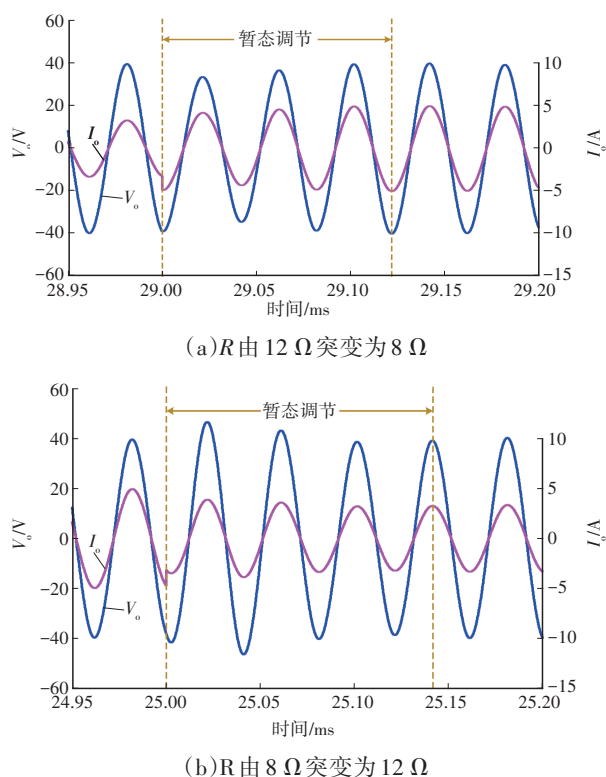


图10 负载R变化时DC/HFAC逆变器的暂态性能

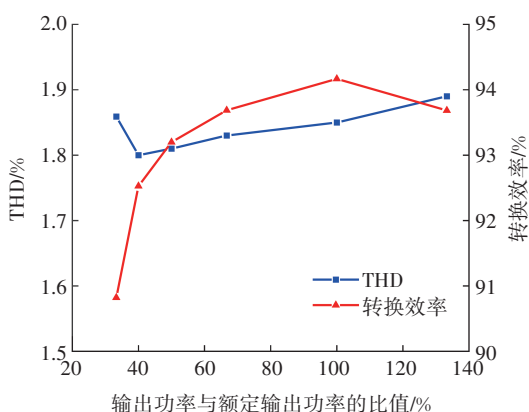


图11 DC/HFAC逆变器的转换效率和输出电压总谐波失真曲线

为了分析所提出的基于LQR理论优化反馈控制策略的性能,根据文献[8]~文献[10]和文献[11]中所示的动态结果,总结并归纳性能对比分析结

果,包括THD、转换效率和动态调节时间,如表2所示。由表2可以发现,本文所提出的基于LQR理论优化的反馈控制策略具有高转换效率和良好的动态响应速度,系统效率和暂态性能优越且谐波含量较低。

表2 性能对比分析结果

| 控制策略 | THD/% | 转换效率/% | 动态调节时间/ μ s | |
|--------|-------|--------|-----------------|-----|
| | | | 加载 | 减载 |
| 文献[8] | 2 | 92.5 | 240 | 240 |
| 文献[9] | 3.6 | 92 | 320 | 480 |
| 文献[10] | 1.58 | 90.5 | 140 | 140 |
| 文献[11] | 1.8 | 92.87 | 240 | 160 |
| 本文 | 1.85 | 94.17 | 120 | 140 |

5 结束语

为提高电动汽车HFAC PDS中源侧高频LCLC谐振逆变电源的暂态性能和转换效率,本文提出了一种基于积分控制器和状态反馈相结合的复合控制策略,建立了DC/HFAC逆变器的状态反馈数学模型,并利用LQR理论对控制器的反馈参数进行了优化。基于LQR理论的控制策略在保证高频谐振逆变系统稳定性的同时,提高了负载阶跃变化条件下高频谐振逆变系统的动态响应速度。通过搭建高频LCLC谐振逆变电源模型以及离线数字化计算控制器参数的应用与调整,验证了本文控制策略的合理性和有效性,进一步表明高频LCLC谐振逆变系统在LQR优化理论控制策略作用下具有较低的THD、较高的转换效率以及良好的动、静态性能,而且反馈控制器的优化以及简化的脉冲宽度调制方法更加便于采用运算放大器设计硬件电路。

参考文献

- [1] JAIN P, PINHEIRO H. Hybrid High Frequency AC Power Distribution Architecture for Telecommunication Systems [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(1): 138-147.
- [2] SUDIPTA C, MANOJA D W, SIMOES M G. Distributed Intelligent Energy Management System for a Single-Phase High-Frequency AC Microgrid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 97-109.
- [3] ZENG J, WU J L, LIU J F, et al. A Quasi-Resonant Switched-Capacitor Multilevel Inverter with Self-Voltage Balancing for Single-Phase High-Frequency AC Microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(5): 2669-2679.

- [4] BOSE B K, KIN M H, KANKAM M D. High Frequency AC vs. DC Distribution System for Next Generation Hybrid Electric Vehicle[C]// Proceedings of the 1996 IEEE Industrial Electronics Society Conference. Taipei, China: IEEE, 1996: 706–712.
- [5] LIU J F, ZENG J, HU R J, et al. A Valley-Fill Driver with Current Balancing for Parallel LED Strings Used for High-Frequency AC Power Distribution of Vehicle[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(1): 180–190.
- [6] ANTALOEAE C C, MARCO J, VAUGHAN N D. Feasibility of High-Frequency Alternating Current Power for Motor Auxiliary Loads in Vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(2): 390–405.
- [7] JAIN P K. Resonant Power Conversion: Insights from a Lifetime of Experience[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(6): 6561–6576.
- [8] QIU M, JIAN P K, ZHANG H. An APWM Resonant Inverter Topology for High Frequency AC Power Distribution Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(1): 121–129.
- [9] YE Z M, LAM J C W, JAIN P K, et al. A Robust One-Cycle Controlled Full-Bridge Series-Parallel Resonant Inverter for a High-Frequency AC (HFAC) Distribution System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2331–2343.
- [10] LIU J F, CHENG K W E. μ -Based Robust Controller Design of LCLC Resonant Inverter for High-Frequency Power Distribution System[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(4): 652–662.
- [11] FANG Z J, LIU J F, ZHOU H, et al. Disturbance Observer-Based Quasi-Proportional Resonant Composite Control Strategy for High-Frequency LCLC Inverters[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2023, 51(10): 4711–4727.
- [12] MAGHFIROH H, NIZAM M, ANWAR M, et al. Improved LQR Control Using PSO Optimization and Kalman Filter Estimator[J]. IEEE Access, 2022, 10: 18330–18337.
- [13] YAN Q Z, ZHANG L L, ZHAO R D, et al. A Paralleled Current and Voltage Control Strategy with Compound PI Controllers for Three-Phase Active Power Filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(6): 6989–7001.
- [14] ZHANG Z J, JING L, WU X Z, et al. A Deadbeat PI Controller with Modified Feedforward for PMSM under Low Carrier Ratio[J]. IEEE Access, 2021, 9: 63463–63474.
- [15] ALSHEHRI J, KHALID M. Discussion on “Decentralized Optimal Frequency Control in Autonomous Microgrids”[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(6): 4972–4972.
- [16] ANMED M, ALSOKHIRY F, ABDEL-KHALIK A S, et al. Improved Damping Control Method for Grid-Forming Converters Using LQR and Optimally Weighted Feedback Control Loops[J]. IEEE Access, 2021, 9: 87484–87500.
- [17] HAN X Y. Nonlinear Optimal Control of Three-Phase Inverter Based on State Feedback Exact Linearization Theory[J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2023, 19(3): 1321–1330.
- [18] AHMED M, ALSOKHIRY F, ABDEL-KHALIK A S, et al. Improved Damping Control Method for Grid-Forming Converters Using LQR and Optimally Weighted Feedback Control Loops[J]. IEEE Access, 2021, 9: 87484–87500.

(责任编辑 斛 畔)

修改稿收到日期为2025年2月20日。