DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.112 **中图分类号**：TM502 **文献标志码**：A

大功率负电感的等效实现及应用研究进展

刘婧靓，陈艳峰(中国电源学会高级会员)，张 波(中国电源学会会士)，
丘东元(中国电源学会高级会员)
(华南理工大学电力学院，广州 510641)

摘要：负电感非传统意义上的物理元件需通过有源电路实现，其等效实现方案包括基于运算放大器的小功率负电感和基于电力电子变换器的大功率负电感。负电感具有与传统正电感相反的阻抗相位特性，可用于阻抗匹配或阻抗变换，目前其典型应用集中于微波领域和电力系统，在电力电子领域中的应用相对较少。首先对负电感的定义、特性、稳定性及其与电容的区别进行了讨论；然后重点介绍了现有基于逆变器等效实现大功率负电感的方法原理及其控制策略，并对这些方法进行了比较及仿真验证；其次对负电感在有源共模扼流圈和无线电能传输的补偿简化中的应用进行了分析；最后讨论了负电感研究中亟待解决的关键问题。

关键词：负电感；逆变器；阻抗匹配；阻抗变换

Research Progress on Equivalent Implementation Circuit and Application of High-power Negative Inductance

LIU Jingliang, CHEN Yanfeng, *Senior Member*, *CPSS*, ZHANG Bo, *Fellow*, *CPSS*,
QIU Dongyuan, *Senior Member*, *CPSS*
(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: Negative inductance is not a traditional physical componentwhich must be implemented through active circuits. Its equivalent implementation schemes include low-power negative inductance based on operational amplifiers and high-power negative inductance based on power electronic converters. Negative inductance exhibits impedance phase characteristics opposite to those of traditional positive inductance, enabling its use of impedance matching or transformation. Currently, its typical applications are concentrated in the microwave field and power systems, with relatively limited applications in power electronics. The definition, characteristics, stability and distinctions from capacitance of negative inductance are first discussed. Then focuses on introducing the principles and control strategies of existing methods for implementing high-power negative inductance based on inverters, comparing these approaches and validating them through simulations. Subsequently, analyzes the application of negative inductance in active common-mode chokes and in simplifying compensation for wireless power transfer. Finally, discusses critical issues requiring urgent resolution in negative inductance research.

Keywords: Negative inductance; inverter; impedance matching; impedance transformation

负电感具有与传统正电感截然不同的特性，其概念源于对电路阻抗特性的广义拓展。虽然不是传统意义上的物理元件，但其具备真实物理含义，在微分意义上存在有异于传统电感的含义。传统正电感通过线圈结构实现磁场能量存储，然而，目前并未发现有自然表现出负电感特性的线圈或磁性材料，因此，需通过有源电路来等效实现负电感，其核心在于阻抗的相位反转和能量行为的反向。

收稿日期：2025-09-10；**修回日期**：2025-11-03，2025-12-08；
录用日期：2025-12-19；**网络首发日期**：2026-02-05
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62571196)；广东省自然科学基金资助项目(2023A1515012273)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62571196; Natural Science Foundation of Guangdong Province under the grant 2023A1515012273

负电感属于负电抗元件，通常通过负阻抗变换器 NIC (negative impedance converter)来实现。1953 年，Linvill[1]利用晶体管作为主要元件设计了电压型 NIC。2015 年，Saadat 等[2]利用场效应管设计了工作频率在 0.1~6.0 GHz 的 NIC，在低功耗的条件下实现了−1 nH 的负电感。相比基于晶体管/场效应管的 NIC 需要设置偏置电路，基于运算放大器的 NIC 构造相对简单且集成度较高。文献[3]通过基于电流反馈和跨导运算放大器的负阻抗乘法器，实现了可调负电感。上述负电抗元件的优势在于不需要控制环节，但是由于晶体管/场效应管、集成运放处理的功率通常为 mW 级，因此仅限于小功率应用场合。

大功率负电感电路最早由 Funato 等于 1994 年提出，该电路依托电压源型逆变器构建的可变有源−无源电抗 VAPAR (variable active-passive reactance)形式来实现[4]。1997 年 Funato 等进一步分析了负电感的定义和特性，并通过仿真和实验验证了 VAPAR 可以成功实现正/负电感[5]。随后，Funato 对 VAPAR 功率控制和稳定性进行了分析[6]。1999 年，Hamill 和 Bina[7]提出了与 VAPAR 具有相同原理的自举可变电感 BVI(bootstrap variable inductance)，以半桥拓扑和二极管的组合替代 VAPAR 中的全桥结构。Bina 进一步讨论了 BVI 的控制策略、稳定性及实际应用场景[8-9]。2004 年，Dranga 等[10]提出了一种基于等效磁通的可变电抗。Ning 等[11]同样以磁通作为闭环系统的控制量提出了一种有源可变电感 AVI(active variable inductance)，并通过实验验证了该方法的可行性。2024 年，Yang 等[12]利用数字控制技术和碳化硅开关器件首次在大功率电声发射领域实现了负电抗电路。基于电力电子变换器实现的负电感能够应用在高电压、大电流的大功率场合。

由于负电感/负电容等负电抗元件的特性与无源正电抗元件特性相反，因此可以用负电抗抵消部分正电抗，达到阻抗匹配的目的。负电抗已在微波领域中得到了应用。文献[13]提出可调谐负电容的调谐技术，显著拓展了压控振荡器的频率调谐范围；文献[14]通过负电抗抵消传输线天线正输入电容，增强了带宽和辐射增益；文献[12]将负电抗应用于远距离图像传输，提升了传输效率与质量。

在大功率场合，研究者尝试将负电感应用于交流输电系统中。文献[15]将负电感的概念引入分布式电网，通过控制电力电子变换器灵活切换正负电感，实现了有功功率的精细化调控；文献[16]针对传统串联电容补偿的次同步谐振问题，在分布式柔性交流输电系统中应用负电感抵消了线路感性阻抗且规避了谐振风险；文献[17]通过实验验证了负电感线路串联补偿的正确性和有效性，并且其提升了输电线的输送能力。

受负电感在微波和电力系统领域应用的启发，学者探索其在电力电子领域中的应用。杨鑫等[18]提出利用负电感消除碳化硅 MOSFET 功率回路中寄生电感的振荡抑制电路及方法，解决了传统方法无法消除开关振荡的问题；Xu 等[19-20]提出了一种辅助绕组与负电感连接的三绕组共模电感，通过调整负电感动态提升等效共模电感，大幅提升低频段的噪声抑制能力。此外，负电感在电力电子领域中还存在很多潜在应用，如无线电能传输中的补偿简化和开关电源的电磁干扰 EMI (electromagnetic interference)抑制等，值得进一步研究和探讨。

本文首先讨论负电感的定义和特性，详细介绍现有负电感的等效实现方法原理，并对这些方法进行比较及仿真验证；接着着重讨论负电感在 EMI 抑制、无线电能传输系统中的应用；最后指出负电感研究中亟待解决的主要问题。

1　负电感的定义与特性

1.1　负电感的定义

负电感可看作一个单端口元件，对外呈现负电感特性，其伏安关系可以表示为

$$u = -L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中：L 为电感；i 为电流；负号(−)的含义为，与正电感相比，负电感两端的电压与流过的电流对时间的变化率成反比。

在 t 时刻，负电感储存的磁场能量为

$$W_{-L}(t)=-\frac{1}{2}Li^2(t) \tag{2}$$

式(2)表明，负电感储存的磁场能量为负，即负电感对外释放能量，是一个发出能量的元件，其能量依赖于外部电源，必须通过有源器件来实现。

在频域内，负电感的阻抗为

$$Z_{-L}=\mathrm{j}X_{-L}=-\mathrm{j}\omega L \tag{3}$$

式中：X_{-L} 为负电感的电抗，X_{-L}=−ωL；ω 为角频率。负电感阻抗的幅值和相位角分别为 ωL 和−π/2。

负电感、正电感与正电容的特性见表 1。可以看出，负电感的阻抗幅值与正电感相同，与频率成正比；负电感的相位与正电感相反，与正电容相同，均为−π/2，说明电压滞后于电流。

表 1 负电感与正电抗的特性

Tab. 1 Characteristics of negative inductance and positive reactance

元件	定义	电抗	阻抗	幅值	相位
正电感 L	$u=L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$	ωL	$\mathrm{j}\omega L$	ωL	π/2
负电感 $-L$	$u=-L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$	$-\omega L$	$\mathrm{j}\omega L$	ωL	−π/2
正电容 C	$i=C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$	$-1/(\omega C)$	$-\mathrm{j}/(\omega C)$	$1/(\omega C)$	−π/2

1.2 负电感的稳定性分析

负电感具有固有不稳定特性。假定一个与电阻串联的负电感被充电，其电流按指数规律变化，即

$$\begin{cases} i(t)=I_0\mathrm{e}^{-t/\tau} \\ \tau=L/R \end{cases} \tag{4}$$

式中：I_0 为电感电流初始值；τ 为时间常数；R 为电阻。对于正电感，τ 为正，电流按指数规律衰减；对于负电感，τ 为负，电流按指数规律增长，电路不稳定。负电抗元件只有连接正电抗元件才能稳定工作。图 1 为负电感与正电感的串并联电路，图中：L_p 为正电感；$-L_\mathrm{n}$ 为负电感；U_in 和 U_out 分别为输入和输出电压。图 1(a)所示负电感与正电感并联时的传递函数为

$$T_\mathrm{p}(s)=\frac{U_\mathrm{out}}{U_\mathrm{in}}=\frac{s}{s-R(L_\mathrm{p}-L_\mathrm{n})/L_\mathrm{p}L_\mathrm{n}} \tag{5}$$

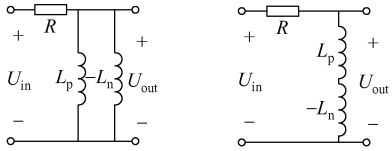


图 1 负电感与正电感的串并联

Fig. 1 Series and parallel connections of negtive and positive inductors

根据劳斯判据(routh criterion)，系统稳定的充要条件为所有极点均位于复平面左侧。因此，负电感与正电感并联时，需满足 $L_\mathrm{p}<L_\mathrm{n}$，电路才能稳定工作。

图 1(b)所示负电感与正电感串联时的传递函数为

$$T_\mathrm{s}(s)=\frac{U_\mathrm{out}}{U_\mathrm{in}}=\frac{s}{s-R/(L_\mathrm{n}-L_\mathrm{p})} \tag{6}$$

显然，负电感与正电感串联时，需满足 $L_\mathrm{p}>L_\mathrm{n}$，电路才能稳定工作。

可见，负电感的稳定性不仅取决于其物理模型的稳定，也与其应用电路的连接方式有关。

1.3 负电感与正电容的区别

假设负电感与正电容电抗相等，即$-\omega_0 L=-1/(\omega_0 C)$，在角频率 $\omega=\omega_0$ 的正弦信号激励下，负电感和正电容的电流波形如图 2(a)所示，二者均为超前电压 π/2 的正弦波，但是不能因此认为负电感与正电容等价。

非正弦信号激励下，负电感和正电容的电流波形存在很大差异。图 2(b)为梯形波信号激励下，负电感电流和正电容电流波形。可见，负电感的电流波形更加平滑，谐波含量更低。

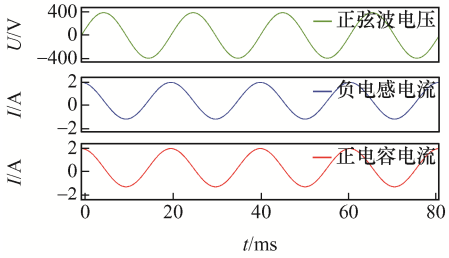
周期性非正弦激励信号的傅里叶级数可表示为

$$u(t)=\sum_{n=1}^{\infty}A_n\sin(n\omega_0 t) \tag{7}$$

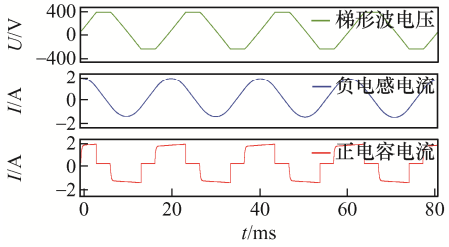
式中，A_n 为谐波系数，n 为谐波次数。

根据式(1)得到流过负电感的电流为

$$i_{-L}(t)=i_{-L}(0)-\frac{1}{L}\int_0^t u(\tau)\,\mathrm{d}\tau=i_{-L}(0)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{A_n}{n\omega_0 L}[-1+\cos(n\omega_0 t)] \tag{8}$$



(a) 正弦波激励



(b) 梯形波激励

图 2　正弦波和梯形波激励下负电感和正电容电流波形

Fig. 2 Currents of negative inductor and positive capacitor under sinusoidal wave and trapezoidal wave excitation

选择合适的负电感电流初值，可以消除式(8)中的直流项。

流过正电容 C 的电流为

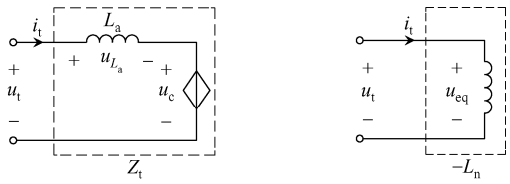
$$i_C(t)=C\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t}=\sum_{n=1}^{\infty}A_n n\omega_0 C\cos(n\omega_0 t) \tag{9}$$

对比式(8)和式(9)可见，负电感电流谐波的幅值与阶数及频率成反比，高次谐波的含量减小，波形更加平滑；反之，正电容电流谐波幅值与阶数及频率成正比，高次谐波含量增大，波形畸变加剧。

综上所述，负电感与正电容虽然在基频正弦激励下呈现出相同的响应特性，但二者在非正弦激励下响应特性差异显著。因此，负电感与正电容在谐波响应上的本质差异说明了负电感并不能被简单地视为正电容的等效替代。

2　大功率负电感的等效实现方法原理

基于电力电子变换器的大功率负电感等效实现原理电路如图 3 所示，由 1 个固定电感和 1 个受控电压源组成，图中：u_t 和 i_t 分别为输入电压和电流；L_a 为固定电感；u_c 为受控电压源。



(a) 负电感原理　　(b) 等效电路

图 3　电力电子负电感原理图

Fig. 3 Schematic diagram of power electronic negative inductance

图 3(a)中输入阻抗 Z_t 用所需实现的负电感$-L_n$表示，即 $Z_t=-sL_n$，得到图 3(b)所示等效电路。由图 3(a)得

$$U_t=sL_aI_t+U_c \tag{10}$$

式中：U_t、I_t和 U_c 分别为输入电压、输入电流和受控电压源在频域的像函数；s 为复频率，$s=\mathrm{j}\omega$。

同理，可以得到图 3(b)所示电路的输入电压为

$$U_t=-sL_nI_t \tag{11}$$

联合式(10)和式(11)可得受控电压源为

$$U_c=(1+L_a/L_n)U_t \tag{12}$$

受控电压源通常采用电压源型逆变器，通过控制逆变器的输出为式(12)，可以使图 3(a)所示电路对外等效为一个负电感。

2.1　全桥逆变器型负电感

2.1.1　电流反馈全桥逆变器型负电感

文献[5]提出了一种可变有源-无源电感 VAPAI (variable active-passive inductance)，由 1 个全桥逆变器和 1 个固定电感组成，以电流为闭环系统的控制量，如图 4 所示。图中：U_{dc} 为直流电压源；S_1~S_4 为功率开关管；u_x 为外部电路电压；L_x 为外部电路电感。VAPAI 的控制方法包括比例积分 PI (proportional integral)控制和滞环控制。

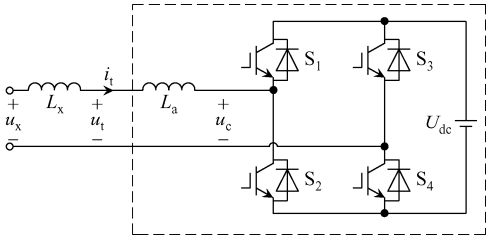


图 4　全桥逆变型负电感电路结构

Fig. 4 Full-bridge inverter-based negative inductance circuit diagram

(1)PI 控制型。

基于 PI 控制电流反馈的全桥逆变器实现负电感控制策略如图 5 所示，其中 u_g 为逆变器驱动信号。

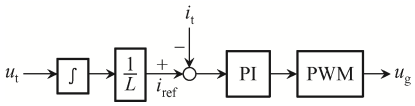


图 5 PI 控制型电流反馈负电感

Fig. 5 PI controlled current feedback negative inductance

其工作原理为：输入电压采样信号经过积分器和乘法器，得到输入电流的参考值 i_{ref}，其与输入电流采样信号的误差为 $\Delta i=i_{ref}-i_t$；经 PI 调节和脉宽调制 PWM(pulse width modulation)生成开关信号，控制开关管的通断，调整逆变器输出电压，使得端口输入电流逼近参考电流，即

$$i_t \approx i_{ref} = \frac{1}{L}\int u_t \mathrm{d}t \tag{13}$$

由式(13)可知，端口输入电流和输入电压满足电感伏安特性，当设定 L 为负数时，可等效为 1 个负电感。

闭环控制框图如图 6 所示。其中，全桥逆变器近似为一个比例环节，增益为 k_{pwm}；PI 控制器的传递函数为 $G_C(s)=K_p+K_i/s$，其中 K_p 为比例系数，K_i 为积分系数。

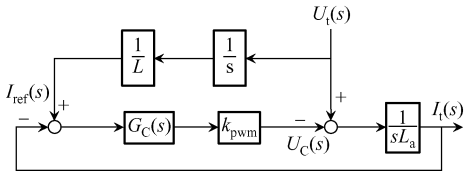


图 6 电流反馈负电感闭环控制框图

Fig. 6 Closed-loop control block diagram of current feedback negative inductance

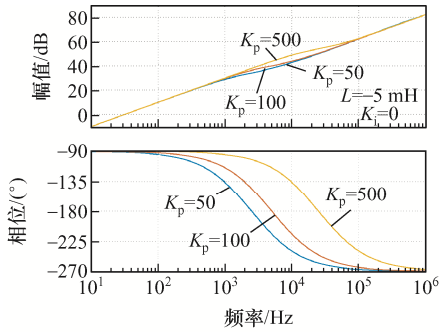
根据图 6 可得输入阻抗函数为

$$Z_t(s)=\frac{sL(L_a s^2-K_p k_{pwm} s-K_i k_{pwm})}{Ls^2-K_p k_{pwm} s-K_i k_{pwm}}=sLZ_r(s) \tag{14}$$

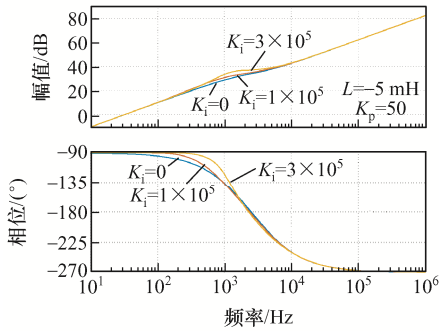
$$Z_r(s)=\frac{L_a s^2-K_p k_{pwm} s-K_i k_{pwm}}{Ls^2-K_p k_{pwm} s-K_i k_{pwm}} \tag{15}$$

式中，$Z_r(s)$由 PI 控制器参数决定。当其幅值为 1、相位为 0 时，$Z_t(s)=sL$，VAPAI 等效为 1 个电感。实现正电感时，$L>0$，为保证系统稳定，$Z_t(s)$的极点必须全部位于左半平面，需满足 $K_p<0$，$K_i<0$；实现负电感时，$L<0$，此时需满足 $K_p>0$，$K_i>0$。

图 7 为不同参数下 $Z_t(s)$的伯德图，设定 L_a= 2 mH、k_{pwm}=1。系统的稳态特性主要由低频特性决定。设 K_i=0、L=−5 mH，图 7(a)为 K_p 变化时 $Z_t(s)$的伯德图。增大比例系数可以有效提高带宽，改善系统频率特性。设 K_p=0、L=−5 mH，图 7(b)为 K_i 变化时 $Z_t(s)$的伯德图，可见增大积分系数能够改善系统的低频特性，减小低频段的相位误差，但是积分系数太大会引起超调。此外，还可以看出随着频率增大，$Z_t(s)$的幅值和相位都发生了变化。在高频段时，输入阻抗 $Z_t(s)$的相位不再为−π/2，已失去负电感的特性。



(a) K_p变化



(b) K_i变化

图 7 电流反馈负电感不同参数下 $Z_t(s)$的伯德图

Fig. 7 Bode plot of $Z_t(s)$ for different parameters of current feedback negative inductance

对于实际的数字控制系统而言，若考虑系统的控制延时，则电感电流反馈负电感闭环控制框图如

图 8 所示。其中，$(1-\mathrm{e}^{-sT_s})/s$ 为零阶保持器，目的是将离散采样信号恢复为连续信号，T_s 为采样周期。

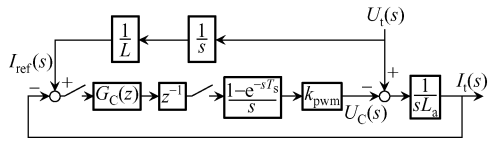


图 8　考虑延时的电流反馈负电感闭环控制框图

Fig. 8 Closed-loop control block diagram of current feedback negative inductance with delay

根据图 8 得到，考虑控制延时的 Z_t 的 Z 变换表达式为

$$Z_t(z)=\frac{L(z-1)}{z}\cdot\frac{L_a z(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z}{Lz(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z} \tag{16}$$

式中：$K_{p1}=K_pT_sk_{pwm}$；$K_{i1}=K_iT_sk_{pwm}$。则 Z_r 的 Z 变换表达式为

$$Z_r(z)=\frac{L_a z(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z}{Lz(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z} \tag{17}$$

对 Z_r 的分母进行分析得

$$z^3-2z^2+\frac{K_{p1}}{L}+\left(1-\frac{K_{p1}+K_{i1}}{L}\right)z=0 \tag{18}$$

对式(18)进行双线性变换 $z=(w+1)/(w-1)$，得

$$K_iw^3+(2K_p-K_i)w^2-\left(4K_p+K_i+\frac{4L}{T_sk_{pwm}}\right)w+2K_p+K_i-\frac{4L}{T_sk_{pwm}}=0 \tag{19}$$

当 $L<0$ 时，系统稳定性的充要条件为

$$\begin{cases}0<K_i<2K_p\\4K_p+K_i<\dfrac{-4L}{T_sk_{pwm}}\\K_i<K_p+\dfrac{T_sk_{pwm}}{L}K_p^2\end{cases} \tag{20}$$

式(20)即为系统存在控制延时，PI 控制器参数 K_p 和 K_i 的取值约束条件。

(2)滞环控制型。

基于滞环控制电流反馈的全桥逆变器实现负电感控制策略如图 9 所示。

与 PI 控制不同的是，开关管的控制信号由具有一定滞环宽度的滞环比较器生成，控制逆变器的输出，使得输入电流的纹波始终处在设定的滞环宽度内，以达到跟踪参考电流的目标。改变 L 的值，就可以实现不同的电感。当 $L<0$ 时，可实现负电感。

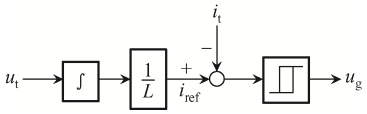


图 9　滞环控制型电流反馈负电感

Fig. 9 Hysteresis-controlled current feedback negative inductance

根据滞环控制的工作原理，若滞环宽度 h 保持不变，则逆变器的开关频率为

$$f_s=(U_{dc}^2-u_t^2)/4hL_aU_{dc} \tag{21}$$

可见，虽然滞环控制时逆变器的开关频率不固定，随输入电压变化，但是其本质上还是通过动态调整脉冲的宽度来控制逆变器的输出，从而跟踪参考信号的变化。

2.1.2　磁通反馈全桥逆变器型负电感

文献[11]在 VAPAI 的基础上进行了改进，提出了 AVI，其电路结构与 VAPAI 相同，但其以磁通作为闭环系统的控制对象，其控制策略如图 10 所示。

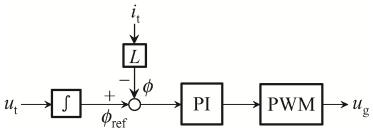


图 10　磁通反馈型负电感

Fig. 10 Magnetic flux feedback-based negative inductance

AVI 的工作原理为：输入电压采样信号经积分得到参考磁通量，输入电流采样信号经与电感 L 相乘得到实际磁通量，并与参考磁通量比较得到误差磁通量，经过 PI 调节和 PWM 调制得到开关管的驱动信号，控制逆变器的输出电压，使实际磁通 ϕ 跟踪参考磁通 ϕ_{ref}，即

$$\phi=\phi_{ref}=\int u_t\mathrm{d}t=Li_t \tag{22}$$

可见，该电路从输入端口等效为设定电感 L，通过改变 L 的值，即可实现正/负电感。

AVI 的闭环控制框图如图 11 所示。

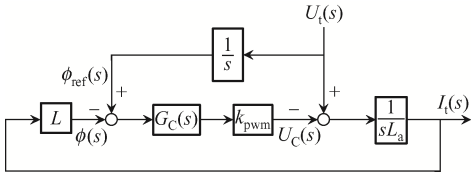


图 11 磁通反馈负电感闭环控制框图

Fig. 11 Closed-loop control block diagram of magnetic flux feedback negative inductance

根据图 11 可计算出 AVI 的输入阻抗函数为

$$Z_t(s)=\frac{L_a s^3-LK_p k_{pwm}s^2-LK_i k_{pwm}s}{s^2-K_p k_{pwm}s-K_i k_{pwm}}=sLZ_r(s) \tag{23}$$

$$Z_r(s)=\frac{L_a s^2/L-K_p k_{pwm}s-K_i k_{pwm}}{s^2-K_p k_{pwm}s-K_i k_{pwm}} \tag{24}$$

当 $Z_r(s)$的幅值为 1、相位为 0 时，输入阻抗等效为 1 个电感。

对整个系统的稳定性进行分析，当考虑外部电路时，系统闭环控制框图如图 12 所示。

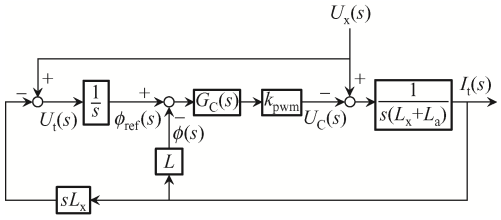


图 12 考虑外部电路的闭环控制框图

Fig. 12 Closed-loop control block diagram considering external circuits

根据图 12 可得 $I_t(s)$到 $U_x(s)$的传递函数为

$$\frac{U_x(s)}{I_t(s)}=s(L+L_x)\frac{\frac{L_a+L_x}{L+L_x}s^2-K_p k_{pwm}s-K_i k_{pwm}}{s^2-K_p k_{pwm}s-K_i k_{pwm}} \tag{25}$$

负电感与外部连接串联时需满足 $L+L_x>0$，根据式(25)可知，系统稳定时，PI 参数需满足 $K_p<0$、$K_i<0$。与 VAPAI 不同的是，在实现正、负电感切换时，无需改变 PI 控制器参数，其控制器参数分析与第 2.1.1 节中的分析类似，在此不再赘述。

若考虑系统存在的控制延时，则磁通反馈负电感闭环控制框图如图 13 所示。

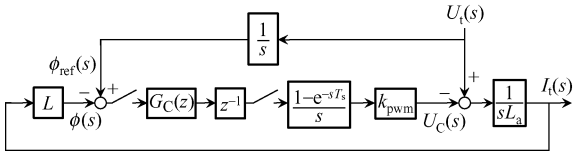


图 13 考虑延时的磁通反馈控制框图

Fig. 13 Closed-loop control block diagram of magnetic flux feedback negative inductance with delay

根据图 13 得到考虑控制延时的 Z_t 的输入阻抗函数 Z 变换表达式为

$$Z_t(z)=\frac{z-1}{z}\cdot\frac{L_a z(z-1)^2-LK_{p1}(z-1)-LK_{i1}z}{z(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z} \tag{26}$$

Z_r 的 Z 变换表达式为

$$Z_r(z)=\frac{(L_a/L)z(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z}{z(z-1)^2-K_{p1}(z-1)-K_{i1}z} \tag{27}$$

对 Z_r 的分母进行分析并进行双线性变换得到

$$K_i w^3+(2K_p-K_i)w^2-\left(4K_p+K_i+\frac{4}{T_s k_{pwm}}\right)w+2K_p+K_i-\frac{4}{T_s k_{pwm}}=0 \tag{28}$$

因此，系统稳定性的充要条件为

$$\begin{cases}2K_p<K_i<0\\4K_p+K_i>-\dfrac{4}{T_s k_{pwm}}\\K_i<K_p+T_s k_{pwm}K_p^2\end{cases} \tag{29}$$

2.2 自举升压型负电感

文献[7]提出了一种自举可变电感 BVI (bootstrap variable inductance)，其电路结构如图 14 所示。BVI 电路包含 1 个固定电感 L_a 和 1 个半桥逆变器。

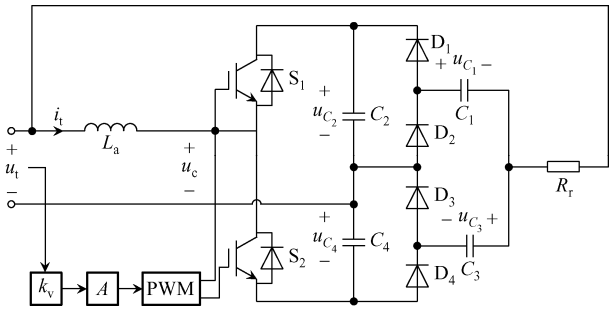


图 14 自举升压型负电感

Fig. 14 Bootstrap Boost-based negative inductance

二极管 D_1~D_4 和电容 C_1~C_4 构成输出与开关管 S_1、S_2 并联的二倍压整流器，R_r 为限流电阻。

BVI 的工作原理为：根据输入电压采样值得到调制信号 $U_M=k_vAU_t$，其中 k_v 为采样系数，A 为设定的前馈增益，U_t 和 U_M 分别为输入电压和调制信号的拉式变换形式；U_M 通过 PWM 模块与三角载波进行比较得到开关管的驱动信号，控制半桥逆变器的输出电压跟随调制信号，即

$$U_C=k_aU_M=k_ak_vAU_t \tag{30}$$

式中：k_a 为幅值放大系数；U_C 为半桥逆变器输出电压的拉式变换形式。若 $k_a=1/k_v$，则 $U_C=AU_t$。从而可得该电路的输入阻抗为

$$Z_t=\frac{U_t}{I_t}=sL_t=\frac{sL_a}{1-A} \tag{31}$$

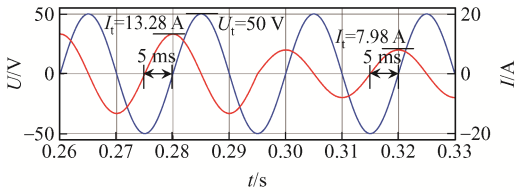
式中：I_t 为输入电流的拉式变换形式。式(31)表明该电路可等效为电感 L_t。当 L_a 固定时，L_t 的性质取决于 A。由于倍压整流器是由 2 个二倍压整流电路组合而成的，因此 A 的最大值为 2。根据式(31)可以看出，$0\leqslant A<1$ 时，L_t 为正电感；$1<A\leqslant 2$ 时，L_t 为负电感。显然，A 的取值不能为 1。BVI 所能实现的等效电感值的范围为$(-\infty, -L_a]\cup[L_a, +\infty)$。可见，通过设定 A 的取值，BVI 就可以等效为 1 个负电感。

2.3 大功率负电感典型实现方法对比

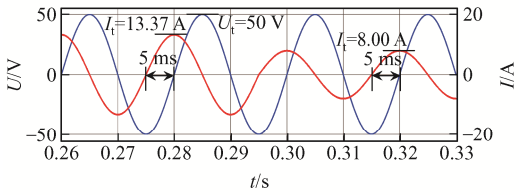
2.3.1 全桥逆变器型负电感

为验证大功率负电感电路的正确性，在 MATLAB/Simulink 软件中搭建大功率负电感电路。设 $u_t=50\sin(2\pi ft)$ V，f=50 Hz，U_{dc}=100 V，L_a=1 mH。电流反馈负电感 PI 控制的开关频率 f_s=10 kHz，取 K_p=500，$K_i=10^5$，滞环控制的 h=0.1。磁通反馈负电感 PI 控制的开关频率 f_s= 10 kHz，取 K_p=−5 000，$K_i=-10^6$。当设定的负电感值在 0.029 5 s 时由−12 mH 调节到−20 mH 时，不同控制方法的仿真波形如图 15 所示，U_t、I_t 分别为输入电压、电流波形的峰值，Δt 为输入电流与电压的时间差。根据仿真可得等效负电感$|-L_{ns}|=U_t/(2\pi f I_t)$，电流超前电压的角度 $\theta_s=2\pi f\Delta t$。

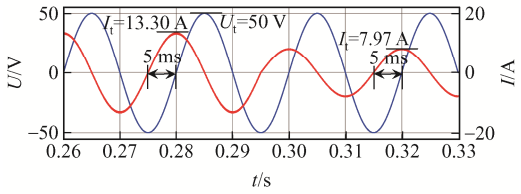
由图 15(a)得到 PI 控制电流反馈负电感的仿真值及误差，在 0.029 5 s 前、后分别为$|-L_{ns}|$= 11.98 mH、0.17%和$|-L_{ns}|$=19.94 mH、0.30%。



(a) PI控制的电流反馈负电感输入电压和电流仿真波形



(b) 滞环控制的电流反馈负电感输入电压和电流仿真波形



(c) PI控制的磁通反馈负电感输入电压和电流仿真波形

图 15　全桥逆变器型负电感仿真波形

Fig. 15 Simulation waveforms of full-bridge inverter-based negative inductance

由图 15(b)得到滞环控制电流反馈负电感的仿真值及误差，在 0.029 5 s 前、后分别为$|-L_{ns}|$=11.90 mH、0.84%和$|-L_{ns}|$=19.89 mH、0.55%。

由图 15(c)得到 PI 控制磁通反馈负电感的仿真值及误差，在 0.029 5 s 前、后分别为$|-L_{ns}|$=11.96 mH、0.33%和$|-L_{ns}|$=19.97 mH、0.15%。

图 15 中的电流波形均超前电压波形 5 ms，即电流超前电压相位 $\theta_s=\pi/2$，从而验证了全桥逆变器型负电感电路的正确性。

根据上述仿真结果可以看出，通过改变逆变器的控制信号，电流/磁通能够迅速跟随参考电流/参考磁通变化，实现了负电感的灵活调节。电流反馈全桥逆变器型负电感采用 PI 控制时开关频率固定，结构简单，易于实现，但是需要合理设计 PI 控制器的参数；采用滞环控制时，能够适应较宽的工作频率，且对逆变器最低开关频率的要求

不高。但是由于开关频率不固定，故可能增加开关损耗和电磁干扰。磁通反馈全桥逆变器型负电感将电流和电压都转化为磁通，以磁通作为闭环控制的控制对象，简化了控制逻辑，克服了电流反馈负电感电路在实现正、负电感切换时需要改变控制器参数的问题。

2.3.2 自举升压型负电感

设输入 u_t=50sin(2πft) V，频率 f=50 Hz，固定电感 L_a=1 H，2.015 s 时设定前馈路径增益 A 由 1.5 变为 1.2。自举升压型负电感输入电压和电流仿真波形如图 16 所示。

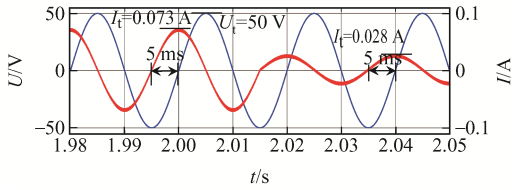


图 16 自举升压型负电感仿真波形

Fig. 16 Simulation waveforms of bootstrap Boost-based negative inductance

根据图 16 得到，2.015 s 前仿真值为|−L_{ns}|=2.18 H，与理论值|−L_n|=2.00 H 对比误差为 9.0%，电流超前电压 θ_s=π/2；2.015 s 后仿真值为|−L_{ns}|=5.68 H，与理论值|−L_n|=5.00 H 对比误差为 13.6%，电流超前电压 θ_s=π/2，验证了自举升压型负电感电路的正确性。

自举升压型负电感与全桥逆变器型负电感相比，直接从输入端口获取能量，无需外部辅助直流电源。该电路通过前馈控制路径直接根据输入信号进行补偿，而非依赖闭环控制，因此避免了反馈及其伴随的稳定性问题。缺点在于等效电感的精度受制于 L_a 和 A 的耦合影响，且无法如反馈控制通过实时误差信号自动修正参数偏差，因此其仿真结果的误差度相比全桥逆变型负电感较高。

3 负电感的典型应用

3.1 有源共模扼流圈

文献[20]提出了一种利用负电感构造的三绕组共模扼流圈，3 个绕组绕制于同一磁心上，其中 1 个绕组作为辅助绕组连接 1 个负电感。由于负电感通过有源电路等效实现，因此称为有源共模扼流圈。该扼流圈可在不增加原始共模扼流圈的物理尺寸的前提下，显著提升低频段的共模阻抗，同时抑制谐振现象。

有源共模扼流圈的 EMI 滤波器原理如图 17 所示。图中：L_1 和 L_2 为扼流圈的主绕组；辅助绕组 L_3 与负电感连接；M_{12}、M_{13}、M_{23} 表示各绕组间的互感。

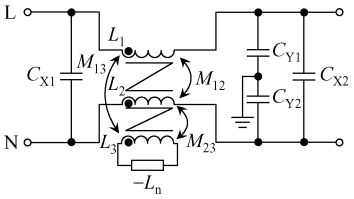


图 17 采用有源共模扼流圈的 EMI 滤波器原理

Fig. 17 Schematic of an EMI filter with the proposed active common-mode choke

有源共模扼流圈的等效共模阻抗可表示为

$$Z_{cm1}=s(L_1+M_{12})-\frac{sM_{13}(M_{13}+M_{23})}{L_3-L_n} \tag{32}$$

$$Z_{cm2}=s(L_2+M_{12})-\frac{sM_{23}(M_{13}+M_{23})}{L_3-L_n} \tag{33}$$

若设定负电感的绝对值大于辅助绕组自感，即 L_n>L_3，则有源共模扼流圈的等效共模阻抗大于传统扼流圈的等效共模阻抗。

共模扼流圈匝数 N 的近似计算公式为

$$N=\sqrt{\frac{L_{cm}l}{\mu_0\mu_r S}} \tag{34}$$

式中：L_{cm} 为共模扼流圈电感；μ_0 和 μ_r 分别为真空磁导率和磁环的相对磁导率；S 为磁环横截面积；l 为磁环的平均磁路长度。为达到相似的等效共模电感，有源扼流圈电感低于传统扼流圈，有源扼流圈所需匝数少于传统扼流圈。因此，有源扼流圈可以使用更小的磁心。

有源扼流圈可以在减少绕组匝数和缩小扼流圈体积的同时，实现更大的等效共模电感，提升共模噪声抑制能力，有效衰减低频噪声。但是由于有

源扼流圈需要额外的有源器件，其成本高于传统扼流圈。

为了验证有源扼流圈的滤波性能，在 MATLAB/Simulink 仿真软件中根据图 18 搭建全桥 LLC 变换器的 EMI 等效电路。图中：L_r、C_r 和 L_m 分别为谐振电感、谐振电容和励磁电感；C_{p1} 和 C_{p2} 为逆变模块上、下桥臂 2 个开关管的连接点由于电位快速变化而对地形成的寄生电容；变压器采用两电容集总电容模型，C_{ps1} 和 C_{ps2} 分别为变压器一、二次绕组之间的分布电容，变压器一、二次绕组高频变化的电位会通过分布电容产生位移电流；C_L 为负载对地寄生电容。

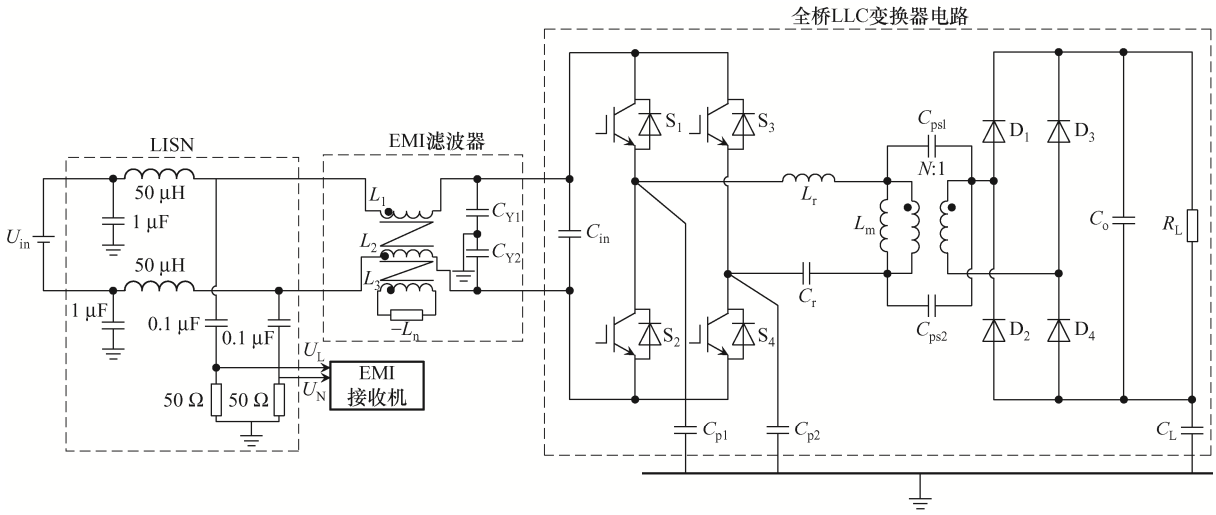


图 18　全桥 LLC 变换器电路的 EMI 仿真模型

Fig. 18 Full-bridge LLC converter circuit EMI simulation model

通过测量线路阻抗稳定网络 LISN(line impedance stabilization network)中 2 个 50 Ω 采样电阻的两端电压 U_L 和 U_N，得到共模电压 U_{CM}=(U_L+U_N)/2。

仿真主要电气参数为：LLC 开关频率 100 kHz，输入电压 400 V，谐振电感 0.078 mH，谐振电容 130.508 nF，励磁电感 0.233 mH，变压器变比 8:1；一次侧寄生电容均为 250 pF，变压器分布电容分别为 40、46 pF，负载对地寄生电容为 10 pF；EMI 滤波器 Y 电容均为 1 nF，共模电感均为 0.6 mH，互感均为 0.5 mH，辅助绕组电感为 0.6 mH，外接负电感为−1.2 mH。分别对未使用扼流圈、使用传统扼流圈和使用有源扼流圈 3 种情况下的共模电压噪声进行测量，得到共模噪声仿真波形如图 19 所示。

由图 19 可见，在 100 kHz 处，原始共模噪声为 39.25 dBμV；使用传统扼流圈的共模噪声增大为 44.43 dBμV；使用有源扼流圈时，其共模噪声降低为 25.87 dBμV，相比传统扼流圈降低了 18.56 dBμV。在传导干扰频率范围(150 kHz~ 30 MHz)内，使用有源扼流圈时的共模噪声低于传统扼流圈。因此，使用有源扼流圈能够避免传统扼流圈低频谐振带来的噪声放大问题，且其共模噪声抑制能力优于传统扼流圈。

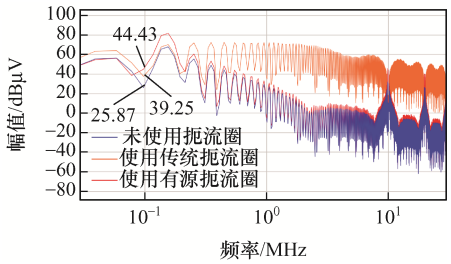


图 19　共模噪声仿真波形

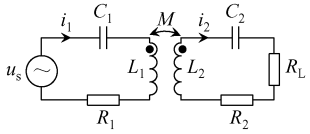
Fig. 19 Common-mode noise simulation waveform

3.2　无线电能传输系统的补偿简化

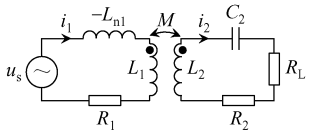
感应式磁耦合无线电能传输 IPT (inductive power transfer)技术基于电磁感应原理，无需导线连接即可实现从供电端到负载端的电能传输[21-23]。IPT 在实际运行过程中，收发线圈偏移引起的互感变化及负载波动都会导致传输特性下降，通常

采取添加补偿拓扑的方式来提升系统的能量传输能力。

传统补偿网络是利用电感和电容的谐振特性。图 20(a)所示为传统串串 SS (series-series)补偿结构，图中：R_1 和 L_1 分别为发射线圈的电阻和自感；R_2 和 L_2 分别为接收线圈的电阻和自感；M 为互感；C_1 和 C_2 分别为发射器和接收器的补偿电容；R_L 为负载。图 20(b)所示为负电感补偿结构，发射器的补偿负电感为$-L_{n1}$。



(a) 传统SS补偿



(b) 负电感补偿

图 20 IPT 系统补偿原理图

Fig. 20 IPT system compensation schematic diagram

传统 SS 补偿电路的一、二次侧等效阻抗分别为

$$Z_1 = R_1 + \mathrm{j}\omega L_1 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C_1} \tag{35}$$

$$Z_2 = R_2 + \mathrm{j}\omega L_2 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C_2} + R_L \tag{36}$$

根据逆变器输入阻抗 $Z_{in}=Z_1+\omega^2M^2/Z_2$，将其分解为实部和虚部 $Z_{in}=R_{in}+\mathrm{j}X_{in}$，得到等效输入电抗为

$$X_{in} = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega^3 M^2 L_2 - \omega M^2 / C_2}{(R_2 + R_L)^2 + [\omega L_2 - 1/(\omega C_2)]^2} \tag{37}$$

输入阻抗的虚部代表无功功率流的负载电抗。为了实现能量的高效传输，消除无功功率，要使得等效输入电抗为 0。由式(37)可见，求解等效输入电抗为 0 的过程比较复杂，并且只有在特定频率下才能保证等效输入电抗为 0。

负电感补偿电路的一次侧等效阻抗为

$$Z_{1,-L_n} = R_1 + \mathrm{j}\omega L_1 - \mathrm{j}\omega L_{n1} \tag{38}$$

此时逆变器的等效输入电抗为

$$X_{in} = \omega L_1 - \omega L_{n1} - \frac{\omega^3 M^2 L_2 - \omega M^2 / C_2}{(R_2 + R_L)^2 + [\omega L_2 - 1/(\omega C_2)]^2} \tag{39}$$

当发射端负电感的绝对值等于发射线圈的自感，即$|-L_{n1}|=L_1$时，一次侧等效阻抗表现为纯电阻特性，逆变器的等效输入电抗与一次侧参数无关，减小了无功功率，降低了系统损耗。

系统传输效率的表达式为

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2) Z_2} \tag{40}$$

根据式(40)绘制发射端采用电容和负电感补偿时的传输效率随工作频率变化曲线，取值 $L_1=L_2=421.1\ \mu H$，$R_1=R_2=0.2\ \Omega$，$R_L=20\ \Omega$，$M=42.11\ \mu H$，$C_1=C_2=150.8\ nF$，$-L_{n1}=-421.1\ \mu H$，如图 21 所示。

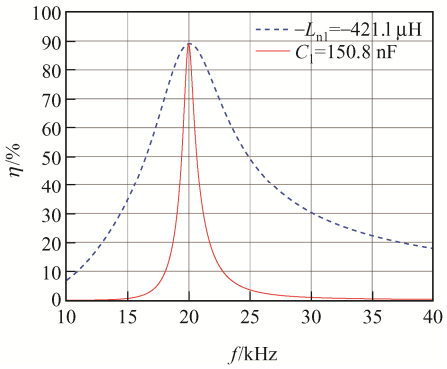


图 21 传输效率随工作频率变化曲线

Fig. 21 Transmission efficiency versus operating frequency curve

由图 21 可见，在工作频率等于固有谐振频率 20 kHz 时，发射端采用电容和负电感进行补偿的效率均为 89.0%；当工作频率为 19 kHz 时，电容和负电感补偿的效率分别为 29.3%、83.3%；当工作频率为 21 kHz 时，电容和负电感补偿的效率分别为 35.4%、84.9%。可见，在工作频率±5%的波动范围内，电容补偿导致工作频率偏离固有谐振频率时，效率快速下降，而负电感补偿能够保持 83%以上的传输效率。采用负电感替代电容进行补偿，系统的工作频率偏离固有谐振频率时，系统仍能保持

较高的传输效率。

需要注意的是，以上效率分析基于理想负电感模型，未考虑负电感电路的有限带宽与自身损耗。在实际中，负电感的有效带宽受限于开关频率与控制环路，面临 100 kHz 以上级别的基波时，存在很大的带宽挑战。并且，有源电路会引入额外损耗，对高频场景下的性能产生影响。

4　亟待研究的问题

虽然目前已经有了一些基于电力电子变换器实现负电感的研究，弥补了基于运算放大器的负电感仅能在小功率场合应用的不足，然而这些等效实现方案都是建立在理想条件下，在实际应用中还存在着缺陷。目前主要有以下 2 个问题亟须解决。

(1)谐波敏感性问题。现有控制策略中的参考信号都是直接从实际电路获取电压信号和电流信号，易受谐波干扰，导致控制性能下降。当负电感电路与外部电路连接时，谐波会混入参考信号，导致积分结果偏离基频分量，并且控制器会误将高频分量视为基频信号，导致逆变器输出错误的电压，最终合成的负电感与目标偏差显著。

假设电路中混入了高次谐波信号，则实际采样得到的电压信号为

$$u_{\mathrm{t}}(t)=U_{1}\sin(\omega t)+\sum_{k=2}^{\infty}U_{k}\sin(k\omega t) \tag{41}$$

对式(41)的电压信号进行积分会导致参考电流或磁通包含了基频以外的谐波成分，误导控制器，导致逆变器输出不必要的高频分量，使得输入阻抗变为

$$Z=\mathrm{j}\omega L+\sum_{k=2}^{\infty}\mathrm{j}k\omega L_{k} \tag{42}$$

由式(42)可见，得到的负电感特性与设计值偏差显著，甚至出现了频率畸变效应。

(2)有效带宽限制。大功率负电感基于 PWM 原理与数字控制，其有效带宽受制于开关频率及控制环路动态性能，难以获得较宽的工作带宽。提升大功率负电感的有效带宽是未来负电感实现及应用设计中应该着重解决的关键技术难点。

除此之外，由于负电感具有固有不稳定性，因此需要考虑电路引入负电感后的稳定性问题。

5　结语

负电感具有与传统正电感相反的阻抗特性，常用于阻抗变换或阻抗匹配。由于目前并没有实际的负电感元件，因此必须通过有源电路等效实现负电感特性。本文对负电感的定义、稳定性及其与电容的区别进行了分析，对负电感的实现方法和应用的研究现状进行了总结，对现有的几种负电感的实现方法和工作原理进行了介绍，并且对这几种实现方法进行了比较分析和仿真验证。进而探讨了负电感在抑制共模噪声、提升无线电能传输系统性能等方面的典型应用。目前负电感的应用集中于微波领域和交流输电系统，本文的研究为未来负电感在电力电子领域的应用提供了参考。

参考文献：

[1] Linvill J G. Transistor negative-impedance converters [J]. Proceedings of the IRE, 1953, 41(6): 725-729.

[2] Saadat S, Aghasi H, Afshari E, et al. Low-power negative inductance integrated circuits for GHz applications [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(2): 118-120.

[3] Al-Absi M A, Abuelma'atti M T. A novel tunable grounded positive and negative impedance multiplier [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems Ⅱ: Express Briefs, 2019, 66(6): 924-927.

[4] Funato H, Kawamura A. Active-passive power circuit [J]. Electrical Engineering in Japan, 1994, 114(4): 129-141.

[5] Funato H, Kawamura A, Kamiyama K. Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (VAPAR) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(4): 589-596.

[6] Funato H, Kawamura A, Watanabe T, et al. Improvement of reactance compensator using variable active-passive reactance with output filter [C]// Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97. Nagaoka, Japan, 2002: 355-360.

[7] Hamill D C, Bina M T. The bootstrap variable inductance and its applications in AC power systems [C]// APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings. Dallas, TX, USA, 2002: 896-902.

[8] Bina N T, Hamill D C. Average model of the bootstrap variable inductance (BVI) [C]// 2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings. Galway, Ireland, 2002: 967-972.

[9] Bina M T, Hamill D C. Transient response and stability of the bootstrap variable inductance (BVI) [C]// 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, BC, Canada, 2002: 510-515.

[10] Dranga O, Funato H, Ogasawara S, et al. Stability analysis of power circuit comprising virtual inductance [C]// 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Vancouver, BC, Canada, 2004: Ⅳ-772.

[11] Ning Gaidi, He Shijie, Wang Yue, et al. A novel distributed flexible AC transmission system controller based on active variable inductance (AVI) [C]// 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Jeju, Korea, 2017: 1-4.

[12] Yang Xin, Zhang Zhihe, Xu Mengwei, et al. Digital non-Foster-inspired electronics for broadband impedance matching [J]. Nature Communications, 2024, 15: 4346.

[13] Nguyen D A, Seo C. A novel varactorless tuning technique for clapp VCO design using tunable negative capacitor to increase frequency-tuning range [J]. IEEE Access, 2021, 9: 99562-99570.

[14] Alibakhshikenari M, Virdee B S, Althuwayb A A, et al. Bandwidth and gain enhancement of composite right left handed metamaterial transmission line planar antenna employing a non foster impedance matching circuit board [J]. Scientific Reports, 2021, 11: 7472.

[15] Li Ming, Wang Yue, Gu Weiwei, et al. A novel D-FACTS device: Magnetic flux controlled distributed active inductor [C]// 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA, 2012: 4711-4718.

[16] Li Ming, Wang Yue, Wang Ke, et al. Application of negative inductor in distributed flexible AC transmission system [C]// Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China, 2012: 99-103.

[17] 胡四全, 张海龙, 甘江华, 等. 一种基于模型预测控制的分布式有源电感[J]. 电气传动, 2018, 48(11): 92-96.
Hu Siquan, Zhang Hailong, Gan Jianghua, et al. Distributed active inductor based on model predictive control [J]. Electric Drive, 2018, 48(11): 92-96. (in Chinese)

[18] 杨鑫, 刘岩超, 李清. 利用负电感消除寄生电感的振荡抑制电路及方法[P]. 中国专利: CN202310658846.3, 2023-07-04.
YANG Xin, LIU Yanchao, LI Xiao. Oscillation suppression circuit and method for eliminating parasitic inductance using negative inductance [P]. Chinese Patent: CN202310658846.3, 2023-07-04. (in Chinese)

[19] Xu Danting, Lee C K, Kiratipongvoot S, et al. An active EMI choke for both common- and differential-mode noise suppression [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4640-4649.

[20] Lee C K, Xu Danting, Pong B M H, et al. A three-winding common mode inductor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5180-5187.

[21] 宋毅, 罗颖, 麦瑞坤, 等. 兼顾抗旋转偏移和中心磁场抑制的三相 IPT 系统设计与分析[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 219-227.
Song Yi, Luo Ying, Mai Ruikun, et al. Design and analysis of three-phase IPT system with anti-rotation misalignment and central magnetic field suppression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 219-227. (in Chinese)

[22] 朱郭福, 李建贵, 王隆扬, 等. 电动汽车动态无线充电

系统弯道互感跌落研究及改进[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 228-235.

Zhu Guofu, Li Jiangui, Wang Longyang, et al. Research and improvement of mutual inductance drop at corner in dynamic wireless charging system for electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 228-235. (in Chinese)

[23] 王长清, 蒋帅, 贺坤宇, 等. 低成本具备最大效率追踪功能的 WPT 系统[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 200-208.

Wang Changqing, Jiang Shuai, He Kunyu, et al. Low-cost WPT system with maximum efficiency tracking function [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 200-208. (in Chinese)



刘婧靓

作者简介：

刘婧靓(2000—)，女，硕士研究生。研究方向：大功率负电感的等效实现及其应用研究。E-mail：202321014062@mail.scut.edu.cn。

陈艳峰(1970—)，女，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：非线性系统与电力电子建模与控制。E-mail：eeyfchen@scut.edu.cn。

张波(1962—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：epbzhang@scut.edu.cn。

丘东元(1972—)，女，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子装置与系统。E-mail：epdyqiu@scut.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：中国文明网