

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.2.1

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种基于自由衰减振荡的固定占空比控制的 无铁芯变压器

戴晨皓, 张 波 (中国电源学会会士)
(华南理工大学电力学院, 广州 510640)
(特邀论文)

摘要: 针对基于无铁芯变压器的 DC-DC 变换器工作频率过高的问题, 提出了一种基于自由衰减振荡的无铁芯变压器的 DC-DC 变换器。首先, 建立无激励源的串联型-串联型拓扑电路理论模型, 讨论特征根的演化过程, 分析系统自由衰减振荡的运动行为。其次, 设计基于自由衰减振荡无铁芯变压器的 DC-DC 变换器。实验结果表明, 该变换器的开关频率可明显低于无铁芯变压器的工作频率, 且其输出功率与无铁芯变压器的工作频率可被自由衰减振荡系统的特征根所描述。最后, 构建一个实验样机, 该样机采用固定占空比控制, 当无铁芯变压器的工作频率为 206 kHz、开关频率为 103 kHz 和 69 kHz 时, 变换器的最高整机效率为 91.2%, 变压器效率在任何工况下均高于 96%。

关键词: 无铁芯变压器; 自由衰减振荡; 电路理论; DC-DC 变换器; 固定占空比控制

Coreless Transformer under Constant Duty Control Based on Free Decay Oscillation

DAI Chenhao, ZHANG Bo, *Fellow, CPSS*

(School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

(Invited Paper)

Abstract: Aimed at the problem that DC-DC converters with coreless transformers must operate at high frequencies, a DC-DC converter with a coreless transformer based on free decay oscillation is proposed. First, a circuit model in series-series topology with no excitation sources is established, the evolution of the eigenvalue is discussed, and the free decay oscillation behavior of the system is analyzed. Second, the DC-DC converter with a coreless transformer based on free decay oscillation is designed. The switching frequency of this converter can be significantly lower than the operating frequency of the coreless transformer, and the output power from the converter and the operating frequency of the coreless transformer can be described by the eigenvalue of the free decay oscillation system. Finally, an experimental prototype was constructed, which was under constant duty control. The switching frequency of the converter was reduced to one half (103 kHz) and one third (69 kHz) of the operating frequency of the coreless transformer (206 kHz), respectively. The converter efficiency achieved 91.2%, and the transformer efficiency was always higher than 96%.

Keywords: Coreless transformer; free decay oscillation; circuit theory; DC-DC converter; constant duty control

在功率变换器追求高频化、高功率密度的背景下, 无铁芯变压器凭借无铁芯损耗、便于集成化的优势, 在高频开关电源的应用中开始受到人们的关注。

收稿日期: 2024-02-28; 录用日期: 2024-03-28

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目 (52130705)

This work is supported by the Key Program of National Natural Science Foundation of China under the grant 52130705

但无铁芯变压器也有其自身的局限性。一是, 无铁芯变压器的绕组感量较小, 为保证副边能感应出充足的电动势, 系统往往工作在高频状态, 部分无铁芯变压器的工作频率甚至可达几兆到几十兆赫兹级别。在如此高的工作频率下, 导体的交流电阻增大, 整个电路的元器件选型变得困难, 变换器也受到开关管性能的制约而无法进一步提升输出功率^[1-2]。二是, 由

于耦合系数较小,无铁芯变压器一般具有较大的漏感,有的高功率密度的无铁芯变压器绕组间距也很小,具有较大的分布电容。因此,上述寄生参数,会严重干扰电路在高频状态的正常运行^[3]。

目前,研究者们^[1,2,4,6]已提出若干利用无铁芯变压器的高频寄生参数作为谐振元件的拓扑,解决了负载变动下恒压输出的问题。但变换器的开关管与其他元器件仍工作在较高频率状态,并未解决基于无铁芯变压器的变换器工作频率过高的问题,无铁芯变压器的应用场景仍受到一定限制。

已经有不少学者^[7-11]提出了基于串联型-串联型 SS(series-series)拓扑自由衰减振荡的无线电能传输系统,解决了逆变器开关频率过高的问题。但 SS 型拓扑是四阶系统,而文献[7-11]的建模系统均是在特定工况下简化后的二阶系统,且简化后的二阶系统无法描述自由衰减振荡的全部工况,也无法揭示二阶系统在不同负载电阻下的频率分裂或衰减率分裂现象。因此,为了将自由衰减振荡引入无铁芯变压器,必须对 SS 型拓扑的自由衰减振荡行为进行重新建模。

综上所述,本文提出了一种基于自由衰减振荡的无铁芯变压器。首先,建立 SS 型拓扑自由衰减振荡的电路模型,描述四阶系统特征根的演化轨迹,分析系统自由衰减振荡的运动行为。其次,设计基于自由衰减振荡的无铁芯变压器,系统采用恒定占空比控制,在不降低无铁芯变压器工作频率的前提下降低开关管的工作频率,并把高频区域限定在无铁芯变压器内,旨在使变换器的开关管与其他电子元件仍工作在较低频率,为无铁芯变压器的推广和应用提供依据。

1 SS 拓扑的自由衰减振荡的电路模型

图 1 为无激励源的 SS 型拓扑。以原、副边电容电压为变量,其电路方程为

$$\begin{cases} L_1 C_1 \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + M C_2 \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} + r_1 C_1 \frac{du_{C1}}{dt} + u_{C1} = 0 \\ M C_1 \frac{d^2 u_{C1}}{dt^2} + L_2 C_2 \frac{d^2 u_{C2}}{dt^2} + (r_2 + R_L) C_2 \frac{du_{C2}}{dt} + u_{C2} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $L_n(n=1,2)$ 为原、副边电感; C_n 为原、副边谐振电感; u_{Cn} 为原、副边电容电压; M 为原、副边线圈的耦合电感; r_n 为原、副边线圈电感内阻; R_L 为负载电阻。则式(1)的特征方程为

$$\left(s^2 + \frac{R_1}{L_1}s + \frac{1}{L_1 C_1}\right) \left(s^2 + \frac{R_2}{L_2}s + \frac{1}{L_2 C_2}\right) - k^2 s^4 = 0 \quad (2)$$

式中, k 为原、副边的耦合系数, $k=M/\sqrt{L_1 L_2}$ 。令原、副边的自然谐振频率相等,即 $L_1 C_1 = L_2 C_2 = 1/\omega_0^2$,其中 ω_0 为自由振荡角频率。在实际电路中,原、副边线圈内阻 r_n 通常可以忽略。

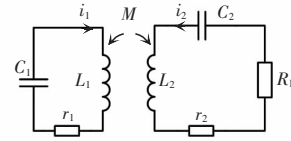


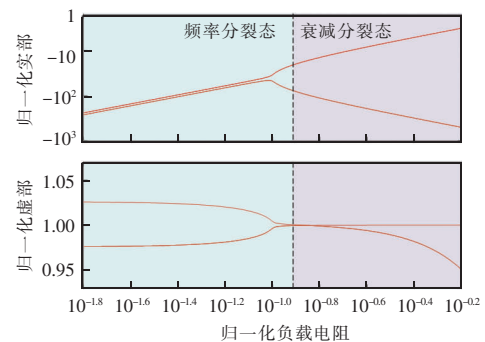
图 1 SS 型拓扑示意

Fig. 1 Schematic of SS topology

进行归一化画图,横坐标为归一化负载电阻 $R_L/\omega_0 L_2$,纵坐标分别为归一化特征根的实部 $\text{Re}(s)/\omega_0$ 和归一化特征根虚部的绝对值 $|\text{Im}(s)|/\omega_0$ 。其中,特征根的虚部的绝对值代表自由振荡频率 ω_s ,负实部代表衰减率 γ 。则在低耦合系数 $k=0.05$ 与中耦合系数 $k=0.40$ 下,归一化特征根如图 2 所示。根据特征根实部和虚部的特性,可以将系统运行工况分为 2 个区域:频率分裂态与衰减率分裂态。

1.1 频率分裂态

当负载电阻 R_L 较小时,系统的运行工况进入频率分裂态。在低耦合区($k=0.05$),系统的 2 个衰减率近似相等,但出现了 2 个不同的自由振荡频率 ω_s ,出现了频率分裂的现象。在中耦合区($k=0.40$),



(a) 低耦合($k=0.05$)

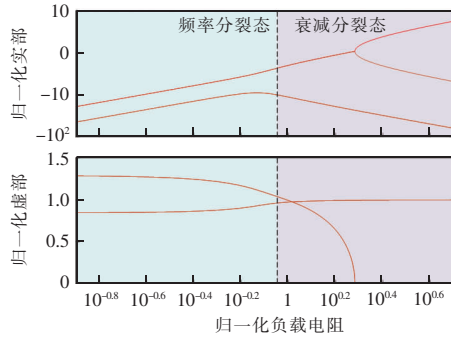
(b)中耦合($k=0.40$)

图2 归一化特征根

Fig. 2 Normalized eigenvalue

2个差别不大衰减率的演化趋势也同样一致,也同时出现了2个相差较大的自由振荡频率 ω_s ,可以认为出现了频率分裂现象。在频率分裂态,系统不存在主极点,4个极点 s_1, s_2, s_3 和 s_4 均支配系统的运动。这4个极点可以表示为

$$s_{1,3} = -\gamma_1 \pm j\omega_1, s_{2,4} = -\gamma_2 \pm j\omega_2 \quad (3)$$

式中: γ_1 和 γ_2 为极点的负实部; ω_1 和 ω_2 为极点的虚部。以SS型拓扑原边电感电流 i_1 为例。 i_1 的自由衰减振荡方程可写为

$$\begin{cases} i_1 = A_1 e^{-\gamma_1 t} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 e^{-\gamma_2 t} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \\ \begin{cases} A_1 = \frac{|s_1 - z_1| |s_1 - z_2| |s_1 - z_3| |s_2 - s_3| |s_2 - s_4|}{|s_2 - z_1| |s_2 - z_2| |s_2 - z_3| |s_1 - s_3| |s_1 - s_4|} \\ A_2 = \frac{|s_1 - z_1| |s_1 - z_2| |s_1 - z_3| |s_2 - s_3| |s_2 - s_4|}{|s_2 - z_1| |s_2 - z_2| |s_2 - z_3| |s_1 - s_3| |s_1 - s_4|} \end{cases} \end{cases} \quad (4)$$

式中: φ_n 为受初始储能影响的初始相位; z_n 为原边电流 i_1 解的零点, $n=1, 2, 3, 4$ 。由图2可近似地认为,在中低耦合下,式(3)中近似有 $\omega_1 \approx \omega_2$ 。因此,在式(4)中近似有 $A_1 \approx A_2$ 。此时,原边电流 i_1 的方程可改写为

$$i_1 \approx (A_1 + A_2) e^{-\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} t} \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t + \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right) \quad (5)$$

考虑到 $\omega_1 + \omega_2 \gg \omega_1 - \omega_2$,因此式(5)揭示了系统出现的拍频现象,这也是频率分裂现象的表现之一。在式(5)中,原边电流 i_1 以 $(\gamma_1 + \gamma_2)/2$ 的速率进行衰减。作为四阶方程特征根的实部, γ_1 和 γ_2 本身难以求解。但根据韦达定理,可以求出原边电流 i_1 的等效衰减率 γ_{eq} ,即

$$\gamma_{eq} = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} = -\frac{s_1 + s_2 + s_3 + s_4}{4} = \frac{R_L}{4(1 - k^2)L_2} \quad (6)$$

由式(6)可以看出,当系统运行在频率分裂态时,等效衰减率 γ_{eq} 随负载电阻 R_L 的增大而增大。同理,作为四阶方程特征根的虚部, ω_1 和 ω_2 本身难以求解。但当负载电阻 R_L 趋于0时,4个极点的虚部收敛于

$$\begin{aligned} \lim_{R_L \rightarrow 0} s_{1,2,3,4} &= -\frac{r_1}{2(1 \pm k)L_1} \pm j \cdot \\ &\sqrt{\frac{\omega_0^2}{1 \pm k} - \left(\frac{r_1}{2(1 \pm k)L_1}\right)^2} \approx \pm \frac{j\omega_0}{\sqrt{1 \pm k}} \end{aligned} \quad (7)$$

图3为仿真软件中系统原、副边电流自由衰减振荡的波形。其中,自然振荡周期 $T_0 = 2\pi/\omega_0$, I_0 为原边电流的初始值。图3(a)中,在低耦合区, i_1 和 i_2 发生了拍频的现象,节拍的频率为 $\omega_1 - \omega_2$ 。在图3(b)中,在中耦合区,原、副边电流波形也出现了频率分裂的特性。图3中包络线的表达式为 $I = I_0 e^{-\gamma_{eq} t}$,而原、副边电流均按照包络线的衰减率 γ_{eq} 进行衰减。因此,在频率分裂态,虽然自由振荡频率 ω_s 无法精确求解,但原、副边电流 i_1 和 i_2 的衰减率 γ_{eq} 均可以被精确描述。

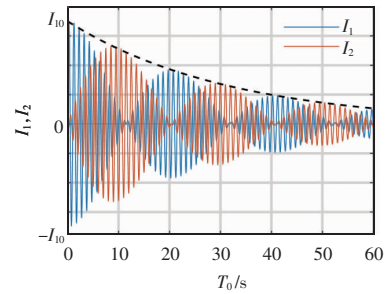
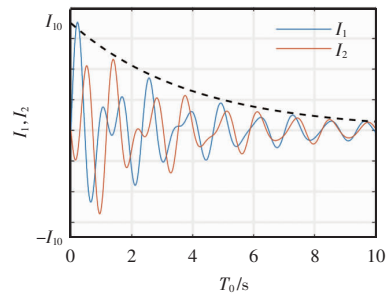
(a)低耦合($k=0.05$)(b)中耦合($k=0.40$)

图3 频率分裂态下的原、副边电路自由衰减振荡仿真波形
Fig. 3 Simulation waveforms of free decay oscillation of primary and secondary circuit in frequency split phase

在中低耦合系数下,整个 SS 型拓扑总能量 E_{Σ} 可以被近似地表示为

$$E_{\Sigma} = \frac{1}{2}L_1i_1^2 + \frac{1}{2}L_2i_2^2 + \frac{1}{2}C_1u_{C1}^2 + \frac{1}{2}C_2u_{C2}^2 + M_1i_1i_2 \approx \frac{1}{2}L_1I_1^2 + \frac{1}{2}L_2I_2^2 \quad (8)$$

式中: i_1 和 i_2 分别为原、副边电流的瞬时值; I_1 和 I_2 分别为原、副边电流的峰值。考虑到在式(8)中原、副边电流的衰减率为 γ_{eq} , 因此系统中总能量 E_{Σ} 的衰减率为 $2\gamma_{\text{eq}}$ 。当系统的品质因数足够高时, 系统因自由衰减振荡而损耗的平均功率 P_{ss} 为

$$P_{\text{ss}} = 2\gamma_{\text{eq}}E_{\Sigma} \approx \frac{R_L}{2(1-k^2)L_2} \left(\frac{1}{2}L_1I_1^2 + \frac{1}{2}L_2I_2^2 \right) \quad (9)$$

1.2 衰减率分裂态

从在低耦合区系统的特征根出现了 2 个不同衰减率 γ , 且此时 2 个自由振荡频率 ω_s 差别很小, 可以认为近似相等, 表明此时系统出现了衰减率分裂。在中耦合区的衰减率分裂态, 其中 1 对共轭根转变为 2 个单根, 此时系统仅有 1 个自由振荡频率 ω_s , 却有多组衰减率 γ , 同样也出现了衰减率分裂。在衰减率分裂态, 系统出现了主极点 s_1 和 s_3 , 系统的瞬态响应主要被主极点支配, 剩下 2 个极点 s_2 和 s_4 可以近似忽略。此时, 原四阶系统可简化成 1 个二阶系统。判断系统是否出现主极点的依据为

$$|\text{Re}(s_2)|, |\text{Re}(s_4)| \geq 5|\text{Re}(s_1)|, 5|\text{Re}(s_3)| \quad (10)$$

根据根轨迹理论, 当负载电阻 R_L 趋于无穷大时, 主极点 s_1 和 s_3 收敛于

$$\lim_{R_L \rightarrow +\infty} s_{1,3} = -\frac{r_1}{2L_1} \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{r_1}{2L_1}\right)^2} \approx \pm j\omega_0 \quad (11)$$

根据图 2 归一化特征根图像, 可以近似地认为在整个衰减率分裂态, 系统的自由振荡角频率均为 ω_0 。将式(11)代入系统的特征方程(式(2)), 则原四阶的系统可近似地简化为二阶系统, 即

$$s^2 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L L_1} s + \omega_0^2 = 0 \quad (12)$$

考虑到主极点 s_1 和 s_3 的虚部远大于其实部, 因此求解式(12), 可得

$$s_{1,3} \approx -\frac{\omega_0^2 M^2}{2R_L L_1} \pm j\omega_0 \quad (13)$$

s_1 和 s_3 的负实部即为系统的等效衰减率 γ_{eq} , 则有

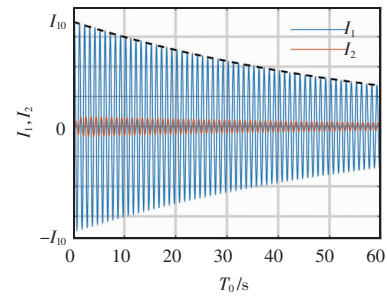
$$\gamma_{\text{eq}} = \frac{\omega_0^2 M^2}{2R_L L_1} \quad (14)$$

图 4 为仿真软件中系统原、副边电路自由衰减振荡的波形。其中, 包络线的表达式为 $I = I_{10}e^{-\gamma_{\text{eq}}t}$ 。此时, 原边电流 i_1 的衰减率为 γ_{eq} , 自由振荡频率为 ω_0 , 则原边电流 i_1 的表达式可近似地表示为

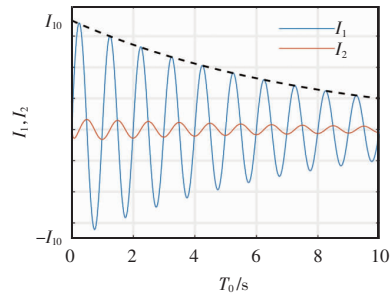
$$i_1 \approx I_{10}e^{-\gamma_{\text{eq}}t} \sin(\omega_0 t + \varphi_{10}) \quad (15)$$

式中, 原边电流的初始储能 I_{10} 和初始相位 φ_{10} 受电路受初始条件决定。同理, SS 型拓扑所蕴含的总能量 E_{Σ} 的衰减率为 $2\gamma_{\text{eq}}$, 那么系统因自由衰减振荡而消耗的平均功率 P_{ss} 可表示为

$$P_{\text{ss}} = 2\gamma_{\text{eq}}E_{\Sigma} \approx \frac{\omega_0^2 M^2}{R_L L_1} \left(\frac{1}{2}L_1I_1^2 + \frac{1}{2}L_2I_2^2 \right) \quad (16)$$



(a) 低耦合 ($k=0.05$)



(b) 中耦合 ($k=0.40$)

图 4 衰减率分裂态下的原、副边电路自由衰减振荡波形
Fig. 4 Waveforms of free decay oscillation of primary and secondary circuit in decay rate split phase

1.3 临界点

区分系统处于衰减率分裂态还是衰减率分裂态, 主要判别依据是系统是否出现了主极点。此时, 忽略原、副边线圈电感内阻 r_1 和 r_2 , 此时负载电阻 R_L 的临界值 R_C 可表示为

$$R_c \approx \sqrt{6k^2(1-k^2)} \omega_0 L_2 \quad (17)$$

当负载电阻 $R_L > R_c$ 时,系统运行在衰减率分裂态,等效衰减率 γ_{eq} 随负载 R_L 的增大而减小;当负载电阻 $R_L < R_c$ 时,系统运行在衰减率分裂态,等效

衰减率 γ_{eq} 随负载 R_L 的增大而增大。因此,理论上,当负载电阻 $R_L = R_c$ 时,系统的衰减率 γ_{eq} 达到最大值。不同运行工况下,系统的自由衰减振荡行为特性见表 1。

表 1 自由衰减振荡特性总结

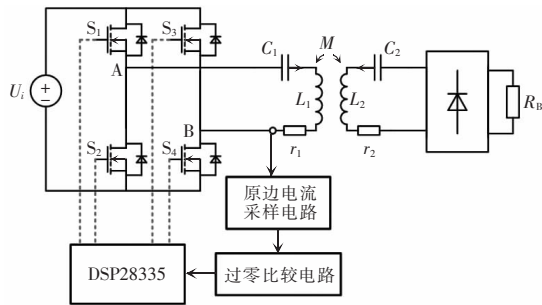
Tab. 1 Summary of free decay oscillation characteristics

工作模式	负载电阻取值	是否有主极点	极点的解析解	等效衰减率 γ_{eq}	自由振荡频率 ω_s	平均消散功率 P_s
频率分裂态	$R_L < R_c$	否	难以求解	$\frac{R_L}{4(1-k^2)L_2}$	收敛于 $\frac{\omega_0}{\sqrt{1 \pm k}}$	$\frac{R_L}{2(1-k^2)L_2} E_\Sigma$
衰减率分裂	$R_L > R_c$	是	$s \approx -\frac{\omega_0^2 M^2}{2R_L L_1} = \pm j\omega_0$	$\frac{\omega_0^2 M^2}{2R_L L_1}$	ω_0	$\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L L_1} E_\Sigma$

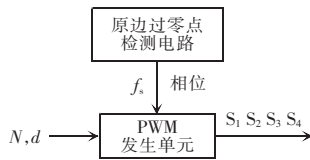
2 变换器的设计

2.1 系统的构造与运行

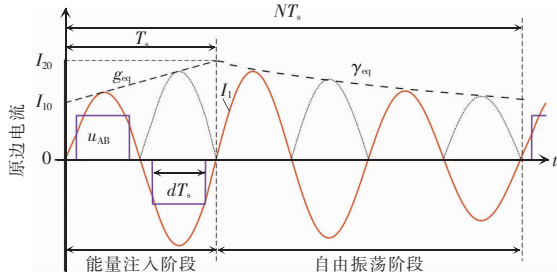
图 5 为变换器示意。



(a) 变换器的构造



(b) 固定占空比的控制策略



(c) 系统运行波形

图 5 变换器示意

Fig. 5 Schematic of the proposed converter

其中,图 5(a)为系统的电路原理,图 5(b)为系统的控制系统,图 5(c)为周期比 $N=3$ 时的运行波形。

由图 5(a)可见,系统包含全桥逆变器、整流桥、无铁芯变压器、原边电流采样电路、过零比较器和控制器 DSP28335。其中,无铁芯变压器的整流器等效电阻为

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} R_B \quad (18)$$

周期比 N 定义为无铁芯变压器自由振荡频率 f_s 与逆变器开关频率 f_{sw} 之比,即

$$N = \frac{f_s}{f_{sw}} \quad (19)$$

图 5(c)中, u_{AB} 为逆变器的输出电压; i_1 为原边电感电流。1 个变换器开关周期 T_{sw} 内含有 N 个无铁芯变压器的工作周期 T_s , 开关管仅在无铁芯变压器的第 1 个周期内进行导通和关断操作,剩下的 $N-1$ 个工作周期为自由衰减振荡周期。因此,在不降低无铁芯变压器工作频率的前提下,系统的开关频率降低到了原来的 $1/N$ 。

如图 5(c)所示,在能量注入期间,原边电流的初始峰值为 I_{10} 。此时激励源向系统注入能量,系统总能量 E_Σ 持续升高,原边电流峰值也随之增长,增长率为 g_{eq} 。则原边电流的表达式可表示为 $i_1 \approx I_{10} e^{g_{eq} t} \sin(\omega_s t + \varphi_1)$ 。当能量注入期结束时,原边电流峰值增长到 I_{20} 。假设变换器的品质因数足够高,系统总能量 E_Σ 变化程度不大,则原边电流增长或衰减近似为线性,在 1 个工作周期原边电流的平均峰

值为 $I_1 \approx (I_{10} + I_{20})/2$ 。假设直流源电压为 U_i , 移相占空比为 d , 则能量注入期间变换器的平均输入功率 P_{in} 与原边电流增长率 g_{eq} 为

$$\begin{cases} P_{in} = \frac{2}{N_T} \int_{\frac{1-d}{4f_s}}^{\frac{1+d}{4f_s}} U_i I_{10} e^{g_{eq} t} \sin(\omega_s t) dt \approx \\ \frac{2}{N\pi f_s} \sin\left(\frac{d\pi}{2}\right) U_i I_1 \\ g_{eq} \approx \frac{P_{in}}{E_\Sigma} - \gamma_{eq} = \frac{2P_{in} - 2P_{ss}}{L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2} \end{cases} \quad (20)$$

在自由衰减振荡期间, 原边电流的初始峰值为 I_{20} , 以等效衰减率 γ_{eq} 的速率进行衰减。此时原边电流表达式有 $i_1 \approx I_{20} e^{-\gamma_{eq} t} \sin(\omega_s t + \varphi_2)$ 。若不考虑内阻损耗, 则变换器的输出功率 P_{out} 近似地等于谐振腔平均消散功率 P_{ss} 。

$$P_{out} \approx P_{ss} = \gamma_{eq} (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2) \quad (21)$$

当自由衰减振荡周期结束时, 若原边电流的峰值衰减回至 I_{10} , 则在 1 个工作周期内系统的注入能量 $P_{in} T_s$ 与无铁芯变压器消耗的能量 $P_{ss} T_s$ 相等, 系统内部总能量 E_Σ 维持平衡, 变换器可以稳定地传输能量。

2.2 系统的控制与输出

由图 5(b) 可见, 过零点检测电路检测原边电流的相位与自由振荡频率 f_s , 并传给 PWM 发生单元。PWM 发生单元结合预先设定移相占空比 d 的值和周期比 N 的值, 与原边电流的自由振荡频率和相位发出 4 个开关管的开关信号波形。为了检测系统在开环控制下的输出能力, 本实验样机的控制系统采用固定占空比的开环控制, d 与 N 均为事先给定。在实际应用中, 原、副边电流控制环与负载电压控制环均应该被添加。

当负载电阻较小、系统处于深度频率分裂态工况时, 系统的自由振荡频率 ω_s 收敛到 $\omega_0 / \sqrt{1 \pm k}$ 。将 ω_s 代入系统的特征方程(式(2)), 求出特征根的负实部, 并代入式(9)和式(21), 计算出系统在整流桥后的输出特性近似为恒压源, 即

$$U_{out} = \frac{U_i}{N} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \sin\left(\frac{d\pi}{2}\right) \quad (22)$$

同理, 当系统运行在衰减率分裂态时, 由式(16)和式(20)可算出系统的输出特性可近似为恒流源。

$$I_{out} = \frac{8U_i}{N\pi^2 \omega_0 M} \sin\left(\frac{d\pi}{2}\right) \quad (23)$$

3 实验结果与分析

为验证理论的正确性, 本文构建了一个实验样机, 如图 6 所示。其中, 无铁芯变压器为多股用利兹线在 EE85b 骨架上绕制而成, 原边采用利兹线的规格为 $0.05 \text{ mm} \times 800$ 股, 副边采用利兹线的规格为 $0.05 \text{ mm} \times 1000$ 股。系统的实验参数见表 2。此时, 整流桥后临界电阻 R_C 约为 21.3Ω 。用示波器观测整流桥输出电压 u_{AB} 、原边电流 I_1 和副边电流 I_2 。实验采用固定占空比的开环控制, 移相占空比 d 为 0.7, 周期比 N 分别固定为 2 和 3。实验波形如图 7 所示。

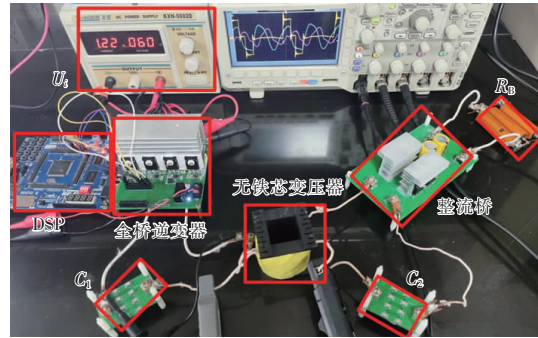


图 6 实验样机实物

Fig. 6 Photo of experimental prototype

表 2 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值
原边电感 $L_1/\mu\text{H}$	40.11	副边电感 $L_2/\mu\text{H}$	14.49
原边电容 C_1/nF	39.98	副边电容 C_2/nF	14.70
原边内阻 $r_1/\text{m}\Omega$	150	副边内阻 $r_2/\text{m}\Omega$	45
耦合系数 k	0.397 0	固有频率 f_0/kHz	206
输入电压 U_i/V	60	负载电阻 R_B/Ω	3~45
周期比 N	2, 3	占空比 d	0.7

由图 7 可以看到, 除图 7(b) 外, 在能量注入阶段激励源的作用下, 系统的能量出现了增长, 因此在能量注入阶段之后的第 1 个自由振荡周期内, 原副边电流峰值达到极大值, 然后在接下来的自由振荡周期内缓慢衰减, 与图 5(c) 的运行示意图相符。在图 7(a) 中, 负载电阻 R_B 为 3.3Ω , 工作频率

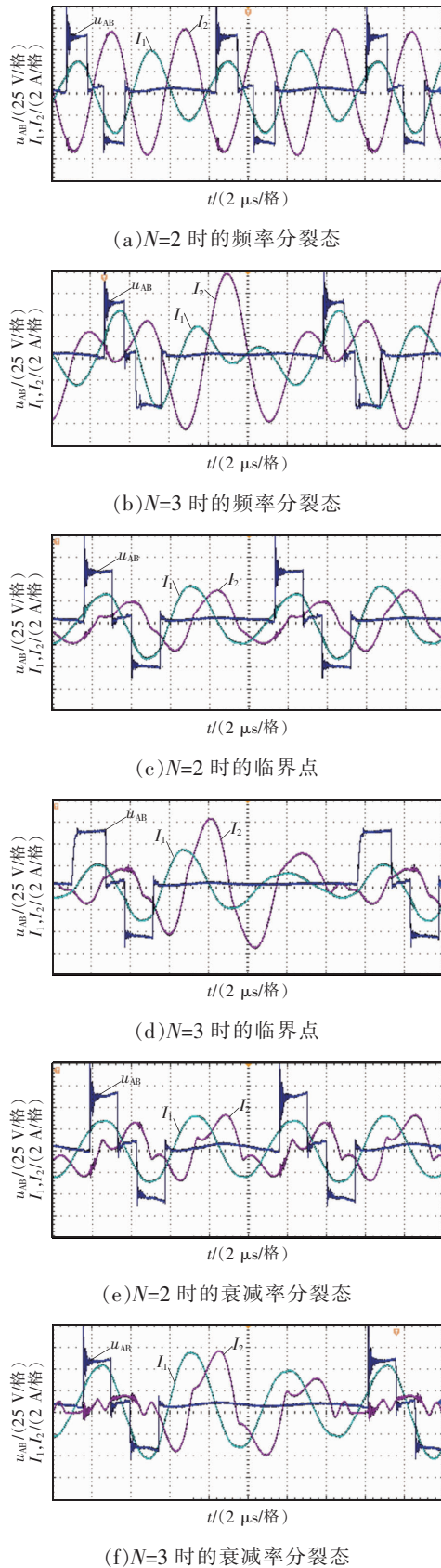


图 7 系统实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of system

为 260 kHz,明显高于变压器的固有频率 f_0 ,接近理论计算的收敛值 $\omega_0/\sqrt{1-k}$ 。在图 7(b)中,当周期比 $N=3$ 时,原副边电流已不再呈正弦波形,系统的自由振荡波形出现了明显频率分裂特征,此时的原边异常电流波形有可能会干扰电流的采样与过零点检测。

在图 7(c)中,系统运行在临界点。此时真实负载电阻 R_B 为 19.8 Ω ,工作频率为 206 kHz。值得注意的是,在图 7(d)中,周期比 $N=3$ 运行工况下,由于系统的衰减率较大,副边电流 I_2 的幅值衰减程度较大,这有可能导致副边整流桥电流断续。

在图 7(e)衰减率分裂态, R_B 为 53.4 Ω ,工作频率为 206 kHz。在 $N=3$ 的自由振荡阶段末期和能量注入阶段初期,整流桥电流已经断续,从而导致 I_2 波形发生严重的畸变。

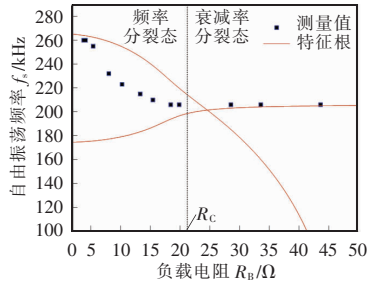
当周期比 $N=3$ 时,系统易处于异常运行工况,因此在讨论系统的传输特性时,仅关注周期比 $N=2$ 的情况。 $N=2$ 时系统的传输特性如图 8 所示。

图 8(a)为自由振荡频率 f_s 与负载电阻 R_B 的变化曲线。当系统运行在频率分裂态时,无铁芯变压器的自由振荡频率 f_s 大于固有频率 f_0 ;当负载电阻 R_B 较小时,自由振荡频率 f_s 收敛于 $\omega_0/\sqrt{1-k}$;当系统运行在临界点、且在衰减率分裂态时,自由振荡频率 f_s 近似地等于系统的固有频率 f_0 。

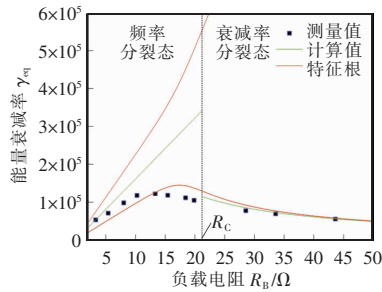
图 8(b)为等效衰减率 γ_{eq} 与负载电阻 R_B 的变化曲线。当系统处于深度频率分裂态时, γ_{eq} 位于共轭特征根的 2 个负实部之间,与理论计算相吻合,并随负载电阻 R_B 的增大而增大;当系统处于衰减率分裂态时, γ_{eq} 近似等于主极点 s_1 和 s_3 的负实部,并随负载电阻 R_B 的增大而减小。但值得注意的是,等效衰减率 γ_{eq} 的极大值并不在 R_C 处取得,而是约在 $R_C/2$ 处取得。

系统的输出电压、效率与负载电阻 R_B 的变化分别如图 8(c)和图(d)所示。当系统处于深度频率分裂态时,系统的输出特性近似为恒压源,输出电压约为 12.5 V,与理论计算的 14 V 大致相等;当系统处于衰减率分裂态时,系统的输出特性近似为恒流源,输出电流近似为 1.53 A,与理论计算值 1.70 A 也

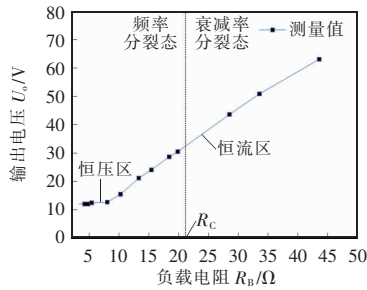
大致相符。2 种输出特性转折点的负载电阻近似为 $R_c/2$ 。当系统运行在临界点附近时,整机效率达到了最大值 91.2%。与此同时,变压器效率始终保持在 96%以上。当负载电阻 $R_B=43 \Omega$ 时,变换器取得最大输出功率 $P_o=91.3 \text{ W}$ 。



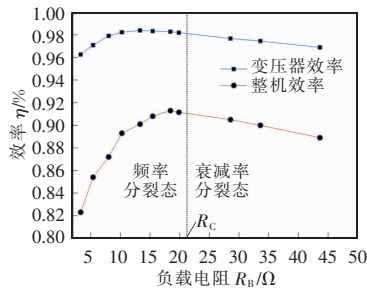
(a) 负载电阻与自由振荡频率



(b) 负载电阻与等效衰减率



(c) 负载电阻与输出电压



(d) 负载电阻与效率

图 8 $N=2$ 时系统的传输特性

Fig. 8 Transmission characteristics of system when $N=2$

4 结论

首先,本文建立了 SS 型拓扑自由衰减振荡电路模型,根据主极点的存在与否将运行工况划分为频率分裂态与衰减率分裂态,分析了不同运行工况下系统自由衰减振荡的运动行为。其次,本文设计了基于自由衰减振荡无铁芯变压器的 DC-DC 变换器,充分利用自由衰减振荡的性质,在不降低无铁芯变压器工作频率的前提下降低了逆变器的开关频率。最后,本文构建了一个由固定占空比控制的实验样机,该样机在深度频率分裂态的输出特性为恒压源,在衰减率分裂态的输出特性为恒流源。本文实验充分验证了理论的正确性,可为无铁芯变压器的推广与应用提供依据。

参考文献:

- [1] Ho G K Y, Fang Y, Pong B. A multiphysics design and optimization method for air-core planar transformers in high-frequency LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1605-1614.
- [2] Zhang Z, Xu K, Xu Z W, et al. GaN VHF converters with integrated air-core transformers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(99): 3504-3515.
- [3] 李豹, 张云. 高频变压器分布参数分析[J]. 电源学报, 2013, (6): 89-94.
Li Bao, Zhang Yun. Distributed parameters analysis of high-frequency transformer [J]. Journal of Power Supply, 2013, (6): 89-94 (in Chinese).
- [5] Ho G K Y, Zhang C, Pong B M H, et al. Modeling and analysis of the bendable transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6450-6460.
- [6] To D-N, Rouger N, Lembeye Y, et al. Modeling and characterization of 0.35 μm CMOS coreless transformer for gate drivers [C]// 2014 IEEE 26th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), Waikoloa, HI, USA, 2014: 330-333.
- [7] Li H L, Hu A P, Covic G A. A direct AC-AC converter for inductive power-transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 661-668.

- [8] Wang Y, Dong L, Liao X, et al. A pulse energy injection inverter for the switch-mode inductive power transfer system [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(7): 2330-2340.
- [9] Li H L, Hu A, Covic G A. Development of a discrete energy injection inverter for contactless power transfer [C]// 2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Singapore, 2008: 1757-1761.
- [10] Li H L, Hu A P, Covic G A. FPGA controlled high frequency resonant converter for contactless power transfer [C]// 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008: 3642-3647.
- [11] Yang X, Li J, Ding Y, et al. Observation of transient parity-time symmetry in electronic systems [J]. Physical Review Letters, 2022, 128(6): 65701.



戴晨皓

作者简介:

戴晨皓(1999-),男,硕士研究生。研究方向:基于无铁芯变压器的 DC-DC 变换器实现。E-mail: 202120115232@mail.scut.edu.cn。

张波(1962-),男,中国电源学会会士,通信作者,博士,二级教授。研究方向:电力电子与电力传动。E-mail:epbzhang@scut.edu.cn。



来源:黑龙江省公益广告研究基地