

LCC 谐振变换器的电路特性分析

张治国¹ 谢运祥¹ 袁兆梅²

(1. 华南理工大学电力学院 广州 510641 2. 福建龙净环保股份有限公司 龙岩 364000)

摘要 为了研究具有电容型滤波器 LCC 串并联谐振变换器的电路特性, 对其进行了建模与分析。首先, 建立了两种工作模式下 LCC 谐振变换器的时域数学模型; 然后, 在数学模型的基础上研究了 LCC 谐振变换器的电路特性, 推导了谐振槽元件参数的计算表达式, 讨论了谐振槽元件参数选择与电路特性之间的关联, 指出并联电容与串联电容的比值是决定电路性能的一个重要因数; 最后, 根据设计要求提供了 LCC 谐振变换器电路的设计方法, 介绍了设计过程, 给出了仿真和实验结果。

关键词: 串并联谐振 工作模式 电流连续 数学建模 电路特性

中图分类号: TN624

Analysis of Circuit Characteristics of LCC Resonant Converter

Zhang Zhiguo¹ Xie Yunxiang¹ Yuan Zhaomei²

(1. South China University of Technology Guangzhou 510641 China 2. Fujian Longking Co., Ltd. Longyan 364000 China)

Abstract In order to study the circuit characteristics of the capacitive output filter series-parallel resonant converter (LCC), the modeling and analysis is presented. Firstly, for two operating modes, time-domain mathematical model is obtained respectively. Then, base on the mathematical models, the circuit characteristics of LCC resonant converter is studied, and the computation expressions are deduced for the circuit parameters design, and the relationship between the resonant tank component values choice and the circuit characteristics is discussed. It is pointed out that the parallel-to-series-capacitor ratio is an important factor for the circuit performance. Finally, a design method of the LCC resonant converter is provided according to design requirements, and the design process is introduced. The simulation and experimental results are presented.

Keywords: Series parallel resonant, operating modes, continuous current, mathematical modeling, circuit characteristics

1 引言

LCC 串并联谐振变换器兼顾了串联 谐振变换器

国家火炬计划项目资助项目 (2007GH060026)。

收稿日期 2011-08-16 改稿日期 2012-03-13

和并联谐振变换器各自的优点, 并且利用谐振元件吸收了升压变压器的寄生参数, 体积很小^[1]。同时通过软开关的实现以及基本的缓冲电路, 显著减少

了开关损耗, 提高了开关频率。现在, 高频率、低能耗与小体积的 LCC 谐振变换器已经广泛应用于静电除尘等高频高压工作场合^[2-8]。

LCC 谐振变换器具有三个谐振元件, 在一个开关周期内呈现出多谐振过程^[9-14], 因此与相对低阶的串联谐振变换器和并联谐振变换器比较, 串并联谐振变换器的分析和设计要繁琐得多。本文推导了 LCC 谐振变换器的时域数学模型, 所采用的数学建模方法考虑了并联电容充电与放电等因素对系统的影响^[15, 16], 因此与基波分析法^[17]比较, 所建立的

数学模型更能精确体现 LCC 谐振变换器的电路特性。

本文对电流连续 LCC 谐振变换器的两种工作模式进行了数学建模, 然后在其基础上讨论了电路特性, 给出了便于谐振电路参数设计的图表, 最后用仿真和实验数据验证其正确性。

2 LCC 谐振变换器的数学模型

2.1 主电路拓扑

图 1 为具有电容型滤波器的 LCC 谐振变换器主电路拓扑结构图。其中 $VT_1 \sim VT_4$ 为四只 IGBT 开关管, $VD_1 \sim VD_4$ 为它们的反并联二极管, $VD_5 \sim VD_8$ 为整流二极管, T 为高频变压器, L_r 为串联谐振电感 (包含变压器的漏感), C_r 为串联谐振电容, C_p 为并联谐振电容 (包含折算后的分布电容), C_0 和 R_0 分别为负载等效电容和电阻, 其中 $C_0 \gg C_p$ 。

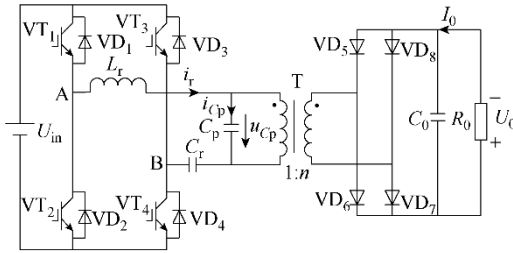


图 1 LCC 谐振变换器的电路拓扑

Fig.1 Main circuit structure based on LCC resonant converter

2.2 LCC 谐振变换器的数学分析

电流连续时 LCC 谐振变换器有开关频率不小于谐振频率两种工作模式。分析前做如下假设:
①电路中所有元件为理想元件; ②一个开关周期内 U_{in} 和 U_0 为恒值。并定义如下电路参数: $f_s = f_m f_r$,

$A = C_p / C_r$, $C_2 = C_r C_p / (C_r + C_p)$, $Z_2 = \sqrt{L_r / C_2}$, $Z_1 = \sqrt{L_r / C_r}$, $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_r C_2}$, $\omega_1 = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ 。其中, f_s 为开关频率; f_r 为谐振频率。

2.2.1 工作模式 1 的数学分析

$f_m = 1$ 时, LCC 谐振电路有 4 个谐振模式, 主要波形和相应谐振模式如图 2 和图 3 所示。

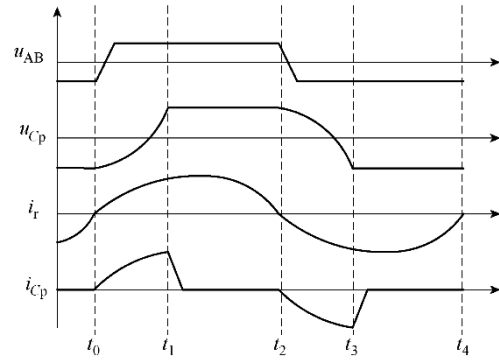


图 2 $f_m=1$ 时 LCC 谐振电路主要波形

Fig.2 Key waveforms of LCC resonant circuits ($f_m=1$)

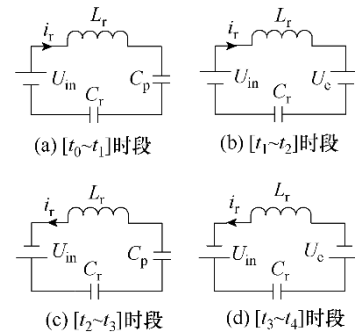


图 3 $f_m=1$ 时 LCC 谐振电路的谐振模式

Fig.3 Resonant states of LCC resonant circuits ($f_m=1$)

根据图 3 所示谐振模式, 可得

$$\begin{cases} Q_{M1} = 2U_e C_p = \int_{t_0}^{t_1} i_r(t) dt \\ P_{in} = 2U_{in} f_r (Q_{M1} + Q_{M2}) \\ P_t = 2U_e f_r Q_{M2} \\ P_0 = n^2 U_e^2 R_0^{-1} \end{cases} \quad (1)$$

式中, P_{in} 为电源输入功率; P_t 为变压器一次侧输入功率; P_0 为输出功率; Q_{M1} 、 Q_{M2} 分别为谐振模式图 3a、3b 中流过串联电感的电荷, $Q_{M2} = n^2 U_e / (2R_0 f_r)$ 。

电路中能量高效传输时, 可认为 $P_{in} \approx P_0 \approx P_t$, 则由式 (1) 得

$$C_p = \frac{n^2 (U_{eN} - 1)}{4R_0 f_r} \quad (2)$$

式中, $U_e = U_0 / n$; $U_{eN} = U_e / U_{in}$ 。

$f_m = 1$ 时, LCC 谐振电路的时域方程如下。

(1) 图 3a 电路中 C_p 初始电压 $u_{cP}(t_0) = -U_e$,

初始谐振电流 $i_r(t_0) = 0$, C_r 初始电压 $u_{Cr}(t_0) = u_{C0}$,

则 $[t_0 \sim t_1]$ 时段时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_r(t) = \frac{U_{in} + U_e - u_{Cr0}}{Z_2} \sin[\omega_2(t-t_0)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Cr0} + \frac{C_p(U_{in} + U_e - u_{Cr0})}{C_r + C_p} [1 - \cos\omega_2(t-t_0)] \\ u_{Cp}(t) = -U_e + \frac{C_r(U_{in} + U_e - u_{Cr0})}{C_r + C_p} [1 - \cos\omega_2(t-t_0)] \end{cases} \quad (3)$$

(2) 图 3b 电路中初始值 $u_{Cr}(t_1) = u_{Cr1}$, $i_r(t_1) =$

i_{r1} , 则 $[t_1 \sim t_2]$ 时段时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_r(t) = i_{r1} \cos[\omega_1(t-t_1)] + \frac{U_{in} - U_e - u_{Cr1}}{Z_1} \sin[\omega_1(t-t_1)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Cr1} + i_{r1} Z_1 \sin\omega_1(t-t_1) + (U_{in} - U_e - u_{Cr1}) [1 - \cos\omega_1(t-t_1)] \\ u_{Cp}(t) = U_e \end{cases} \quad (4)$$

结合上述方程, 可推导出半周期内 $[t_0 \sim t_1]$ 时间段 t_{M1} 与 $[t_1 \sim t_2]$ 时间段 t_{M2} 的数学表达式, 见附录。

谐振频率可表示为

$$f_r = \frac{1}{2(t_{M1} + t_{M2})} = \frac{R_0}{n^2 L_r} F_1(U_{eN}, A) \quad (5)$$

式中, $F_1(U_{eN}, A)$ 为自变量 U_{eN} 、 A 的函数。

由式 (5) 可得谐振槽串联电感为

$$L_r = \frac{R_0}{n^2 f_r} F_1(U_{eN}, A) \quad (6)$$

2.2.2 工作模式 2 的数学分析

$f_m > 1$ 时, LCC 谐振电路有 6 种谐振模式, 主要波形和相应谐振模式如图 4 和图 5 所示。

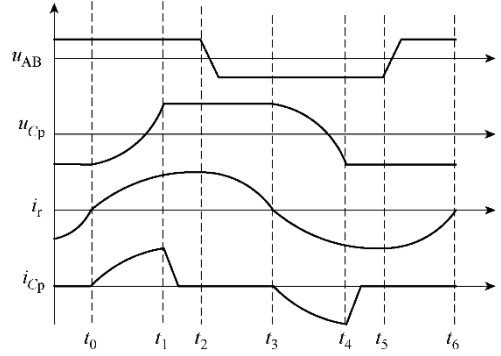


图 4 $f_m > 1$ 时 LCC 谐振电路主要波形

Fig.4 Key waveforms of LCC resonant circuits ($f_m > 1$)

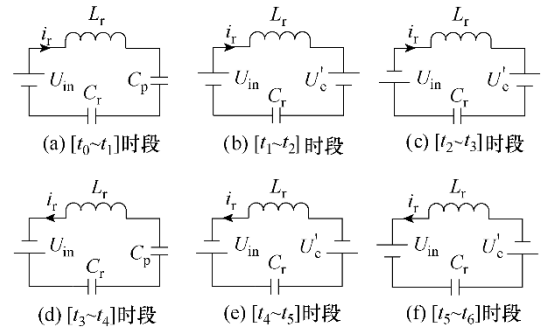


图 5 $f_m > 1$ 时 LCC 谐振电路的谐振模式

Fig.5 Resonant states of LCC resonant circuits ($f_m > 1$)

根据图 5 所示谐振模式, 可得

$$\begin{cases} Q_{M1} = 2U'_e C_p = \int_{t_0}^{t_1} i_r(t) dt \\ P_{in} = 2U_{in} f_s (Q_{M1} + Q_{M2} - Q_{M3}) \\ P_t = 2U'_e f_s (Q_{M2} + Q_{M3}) \\ P_0 = n^2 U'_e{}^2 / R_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中, Q_{M1} 、 Q_{M2} 和 Q_{M3} 分别为谐振模式 $[t_0 \sim t_1]$ 、 $[t_1 \sim t_2]$ 和 $[t_2 \sim t_3]$ 中流过串联电感的电荷。

当 $P_{in} \approx P_0 \approx P_t$ 时, 由式 (2) 与式 (7) 可得

$$Q_{M2} = \frac{n^2 U'_e [1 + U'_{eN} - f_m (U_{eN} - 1)]}{4R_0 f_s} \quad (8)$$

$$Q_{M3} = \frac{n^2 U'_e [1 - U'_{eN} + f_m (U_{eN} - 1)]}{4R_0 f_s} \quad (9)$$

式中, $U'_e = U_0/n$; $U'_{eN} = U'_e/U_{in}$ 。

$f_m > 1$ 时, LCC 谐振电路的时域方程如下。

(1) 图 5a 电路中, C_p 初始电压 $u_{Cp}(t_0) = -U'_e$,

初始谐振电流 $i_r(t_0) = 0$, C_r 初始电压 $u_{Cr}(t_0) = u_{Cr0}$,

则 $[t_0 \sim t_1]$ 时段时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_r(t) = \frac{U_{in} + U'_e - u_{Cr0}}{Z_2} \sin[\omega_2(t - t_0)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Cr0} + \\ \quad \frac{C_p(U_{in} + U'_e - u_{Cr0})}{C_r + C_p} [1 - \cos \omega_2(t - t_0)] \\ u_{Cp}(t) = -U'_e + \\ \quad \frac{C_r(U_{in} + U'_e - u_{Cr0})}{C_r + C_p} [1 - \cos \omega_2(t - t_0)] \end{cases} \quad (10)$$

(2) 图 5b 电路中, 初始值 $u_{Cr}(t_1) = u_{Cr1}$,

$i_r(t_1) = i_{r1}$, 则 $[t_1 \sim t_2]$ 时段时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_r(t) = i_{r1} \cos \omega_1(t - t_1) + \\ \quad \frac{U_{in} - U'_e - u_{Cr1}}{Z_1} \sin[\omega_1(t - t_1)] \\ u_{Cr}(t) = u_{Cr1} + i_{r1} Z_1 \sin \omega_1(t - t_1) + \\ \quad (U_{in} - U'_e - u_{Cr1}) [1 - \cos \omega_1(t - t_1)] \\ u_{Cp}(t) = U'_e \end{cases} \quad (11)$$

(3) 图 5c 电路中, 初始值 $u_{Cp}(t_2) = U'_e$,

$u_{Cr}(t_2) = u_{Cr2}$, $i_r(t_2) = i_{r2}$, 则 $[t_2 \sim t_3]$ 时段时域方程可表示为

$$\begin{cases} i_r(t) = i_{r2} \cos \omega_1(t - t_2) + \\ \quad \frac{-U_{in} - U'_e - u_{Cr2}}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_2) \\ u_{Cr}(t) = u_{Cr2} + i_{r2} Z_1 \sin \omega_1(t - t_2) + \\ \quad (-U_{in} - U'_e - u_{Cr2}) [1 - \cos \omega_1(t - t_2)] \\ u_{Cp}(t) = U'_e \end{cases} \quad (12)$$

结合上述方程, 可推导出半周期内 $[t_0 \sim t_1]$ 时间段 t_{M1} 、 $[t_1 \sim t_2]$ 时间段 t_{M2} 和 $[t_2 \sim t_3]$ 时间段 t_{M3} 的数学表达式, 请见附录。

开关频率可表示为

$$\begin{aligned} f_s &= f_r f_m = \frac{1}{2(t_{M1} + t_{M2} + t_{M3})} \\ &= \frac{1}{n} \sqrt{\frac{R_0 f_r}{L_r}} F_2(U'_{eN}, f_m, U_{eN}, A) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $F_2(U'_{eN}, f_m, U_{eN}, A)$ 为自变量 U'_{eN} 、 f_m 、 U_{eN} 和 A 的函数。

将式 (5) 代入式 (13), 可得函数 $F_1(U_{eN}, A)$ 与函数 $F_2(U'_{eN}, f_m, U_{eN}, A)$ 的数学关系为

$$F_1(U_{eN}, A) = F_2^2(U'_{eN}, f_m, U_{eN}, A) f_m^{-2} \quad (14)$$

3 电路特性分析

3.1 电压传输比曲线

由式 (14) 可得 $A=1$ 时 U'_{eN} 、 f_m 和 U_{eN} 的关系曲线, 如图 6 所示。

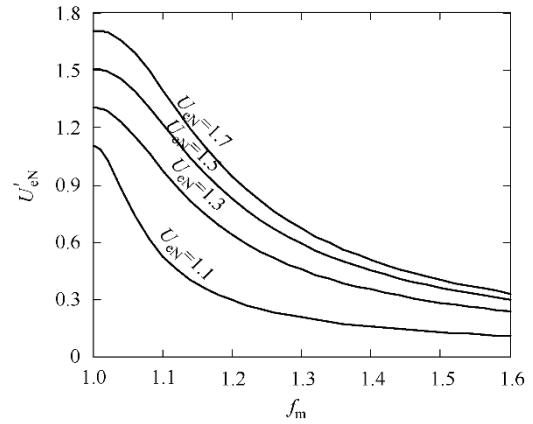
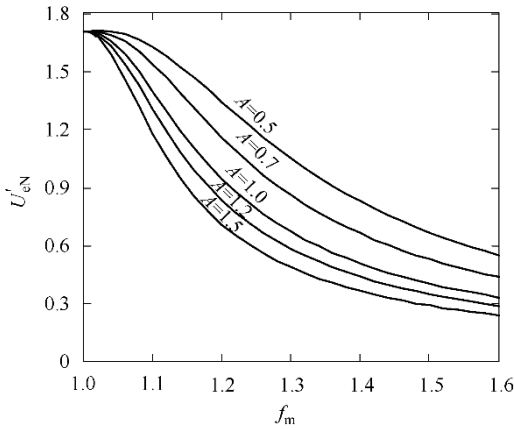


图 6 $A=1$ 时电压传输比关系曲线

Fig.6 Relation curves of voltage transfer ratio for $A=1$

可以看出, U_{eN} 即 U'_{eN} 的最大值, 因此在高电压应用场合, 一般选择较高 U_{eN} 的 LCC 谐振变换器。

由式 (14) 同样可得到 $U_{eN}=1.7$ 时, U'_{eN} 、 f_m 和 A 的关系曲线, 如图 7 所示。

图 7 $U_{eN}=1.7$ 时电压传输比关系曲线Fig.7 Relation curves of voltage transfer ratio
for $U_{eN}=1.7$

可以看出, 当 U_{eN} 为某一固定值时, A 越小则电压传输比曲线越平滑, 电路的选择性能越差。因此, 一般应选择较大 A 值以改善 LCC 谐振电路的控制性能。为分析方便, 文中选择 $A=1$ 。

总的来说, U_{eN} 、 A 的数值大小决定了 LCC 谐振电路的最高电压和控制性能, 是体现其电路特性的两个重要参数。

3.2 开关频率取值范围

在图 4 和图 5 中, 开关周期应满足 $T_s/2 > t_{M1} + t_{M3}$, 即 $t_{M2} > 0$, $[t_1 \sim t_2]$ 时段流过串联电感的电荷量应大于零。由式 (8) 可求得 f_m 的取值范围为

$$f_m < \frac{U'_{eN} + 1}{U_{eN} - 1} \quad (15)$$

值得指出的是, 图 6 中 $U_{eN}=1.7$ 且 $f_m=1.6$ 时, $U'_{eN}=0.33$, 满足式 (15)。而且, 图中其他数值点经过检验也符合式 (15) 所示对 f_m 的取值要求, 可见, 图 6 取 f_m 的最大值为 1.6 是合适的。

3.3 谐振电路元件选择

结合式 (2) 和式 (6) 可得谐振电路元器件参数与 U_{eN} 、 A 的关系式为

$$R_0 = \frac{n^2}{2} \sqrt{\frac{(U_{eN} - 1)L_r}{F_1(U_{eN}, A)C_p}} \quad (16)$$

可见, 选择谐振电路元器件参数时, 为了保持 U_{eN} 、 A 不变, 必须使电路元器件参数 n 、 L_r 、 C_p 和 R_0 满足式 (16) 所示的比例关系。

3.4 谐振槽的能量传递

如图 4 和图 5 所示, 在 $[t_0 \sim t_1]$ 时段负载由电容 C_0 供电, 能量不经变压器流向负载, 只有在

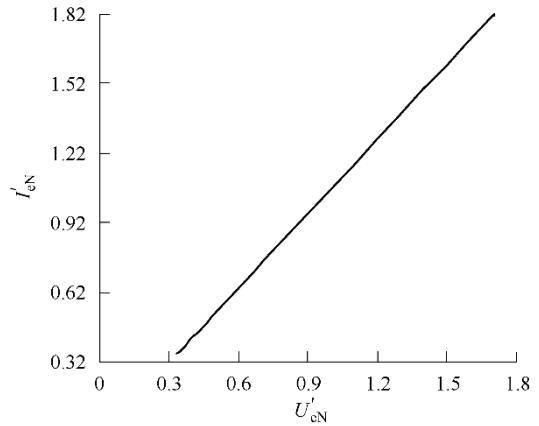
$[t_1 \sim t_3]$ 时段才向负载提供能量, 由此可得向负载提供能量的谐振电流在变压器一次侧的平均值

$$I'_e = 2f_s(Q_{M2} + Q_{M3}) = \frac{n^2 U'_e}{R_0} = 2U'_e \sqrt{\frac{F_1(U_{eN}, A)C_p}{(U_{eN} - 1)L_r}} \quad (17)$$

电流平均值与其基准值的比值可表示为

$$I'_{eN} = \frac{I'_e}{U_{in}} \sqrt{\frac{L_r}{C_p}} = 2U'_{eN} \sqrt{\frac{F_1(U_{eN}, A)}{U_{eN} - 1}} \quad (18)$$

由式 (18) 可知, 当 U_{eN} 、 A 为某固定值时, 向负载提供能量的变压器一次电流平均值与电压成正比, 其关系曲线如图 8 所示。

图 8 $U_{eN}=1.7$, $A=1$ 时 U'_{eN} 与 I'_{eN} 的关系曲线Fig.8 Relation curves of U'_{eN} and I'_{eN} for $U_{eN}=1.7$, $A=1$

3.5 品质因数的取值范围

谐振电路的品质因素是反映电路特性的一个重要的参考, 其值可认为是电路中储存能量与每个周期内消耗能量之比的 2π 倍, 即

$$Q = 2\pi \frac{E_1}{E_2} \quad (19)$$

在图 4 和图 5 中, t_0 时刻谐振电流为零, 电路中能量储存在电容中, 由此可得

$$E_1 = \frac{1}{2} C_r u_{cr}^2(t_0) + \frac{1}{2} C_p u_{cp}^2(t_0) \quad (20)$$

$u_{cr}(t_0)$ 和 $u_{cp}(t_0)$ 分别表示为

$$u_{cr}(t_0) = -AU'_e \left[1 + \frac{1}{f_m(U_{eN} - 1)} \right] \quad (21)$$

$$u_{cp}(t_0) = -U'_e \quad (22)$$

每个周期内消耗能量等于输出功率, 即

$$E_2 = P_0 f_s^{-1} = n^2 U_e'^2 (R_0 f_s)^{-1} \quad (23)$$

以上计算式代入式 (19) 可得

$$Q = \frac{\pi f_m (U_{eN} - 1)}{4} \left\{ A \left[1 + \frac{1}{f_m (U_{eN} - 1)} \right]^2 + 1 \right\} \quad (24)$$

可以看出, 谐振电路的品质因素是 U_{eN} 、 A 和 f_m 的函数, 当 U_{eN} 、 A 不变时, 品质因素与 f_m 的关系曲线如图 9 所示。

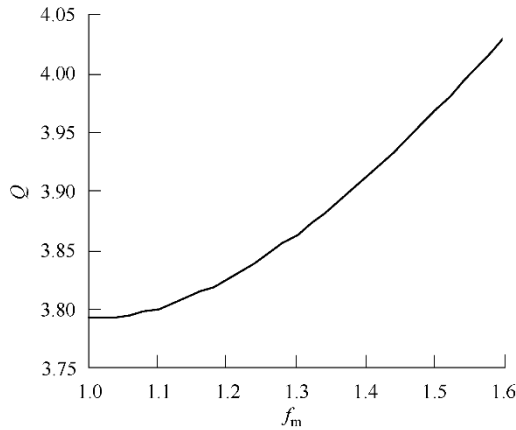


图 9 $U_{eN}=1.7$, $A=1$ 时 f_m 与 Q 的关系曲线

Fig.9 Relation curves of f_m and Q
for $U_{eN}=1.7$, $A=1$

图中品质因数的取值范围为 $3.79 \leq Q \leq 4.03$ 。

4 仿真与实验

4.1 谐振槽元件参数选择与输出调节

第 3.1 节通过对电压传输比曲线的分析得出了 $f_m=1$ 时电气参数 U_{eN} 、 A 是体现 LCC 谐振变换器电路特性重要参数的结论, 文中 $f_m > 1$ 时变换器的电路特性分析是在 $U_{eN}=1.7$, $A=1$ 的基础上进行的。而且, 在了解变换器电路特性的基础上, 根据式 (2) 和式 (6) 可得到满足设计需求的谐振槽元件参数, 从而建立了谐振槽元件参数选择与电路特性之间的关联。另一方面, $f_m=1$ 时谐振槽输入电流与输入电压角度为零, 不满足零电压开通 (Zero Voltage Switching, ZVS) 条件^[18], 不能实现软开关, 因此不适合在实际电路中使用, 4.2 节仅做仿真说明。

另外, 由式 (2) 可得

$$\frac{f_s}{f_m} = f_r = \frac{n^2 (U_{eN} - 1)}{4 R_0 C_p} \quad (25)$$

可见, 在 U_{eN} 、 A 为确定值前提下 f_r 是一恒定值, f_s 与 f_m 成正比, 因此调节输出电压和输出功率可由控制变量 f_s 实现, 与之对应电压传输比曲线如图 6 所示, 能量传输曲线如图 8 所示。

4.2 仿真和实验结果

为了验证以上分析的正确性, 进行了仿真和实验研究。仿真和实验的电路基本参数为:

$U_{in}=24V$; $n=2$; $f_s=20kHz$; $R_0=42\Omega$ 。然后选择电路特性参数 $U_{eN}=1.7$, $A=1$ 。谐振槽元件参数和谐振变换器输出电压/电流的理论值推导过程如下。

根据式 (2) 与式 (6) 即可求得: $f_m=1$ 时谐振槽元件参数分别为 $C_p=C_r=0.833\mu F$, $L_r=104.1\mu H$; $f_m=1.2$ 时谐振槽元件参数分别为 $C_p=C_r=1\mu F$, $L_r=124.9\mu H$ 。值得指出的是, 两种工作模式下谐振槽元件参数是在 f_s 为固定值前提下获得的; 反之, 如果谐振槽元件参数为固定值, 则根据 4.1 节分析结果, 这两种工作模式下控制变量 f_s 不同。

根据图 6 和图 8 所示关系曲线, 可推导出

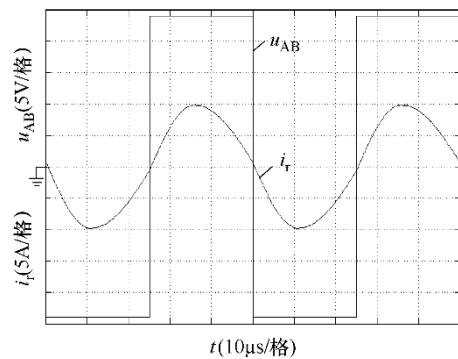
$f_m=1$ 时 $U'_{eN}=1.7$, $I'_{eN}=1.809$, 即输出电压和电流分

别为 $U_o \approx -81.6V$, $I_o \approx -1.94A$; $f_m=1.2$ 时

$U'_{eN}=0.943$, $I'_{eN}=1.004$, 即输出电压和电流分别为

$U_o \approx -45.3V$, $I_o \approx -1.08A$ 。

仿真结果如图 10 所示。实验则采用 $f_m=1.2$ 时的谐振槽元件参数, 实验结果如图 11 所示。



(a) $f_m=1$ 时 u_{AB} 与 i_r 波形

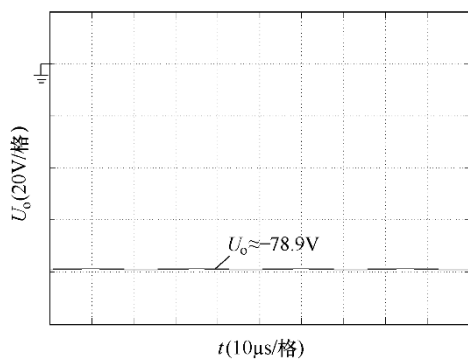
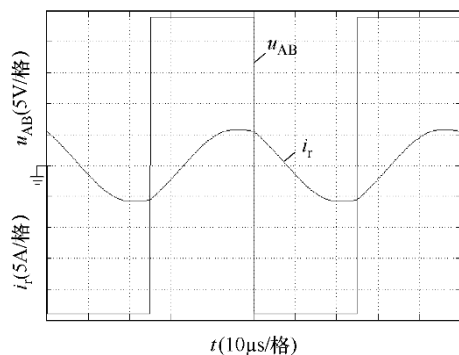
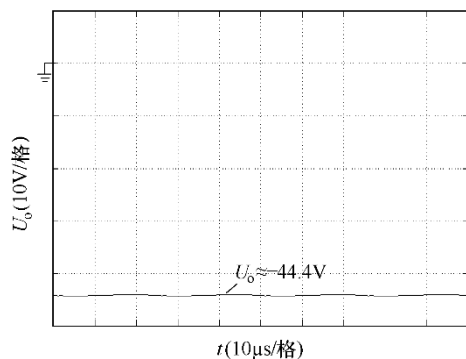
(b) $f_m=1$ 时 U_o 波形(c) $f_m=1.2$ 时 u_{AB} 与 i_r 波形(d) $f_m=1.2$ 时 U_o 波形

图 10 仿真结果

Fig.10 Results of simulation

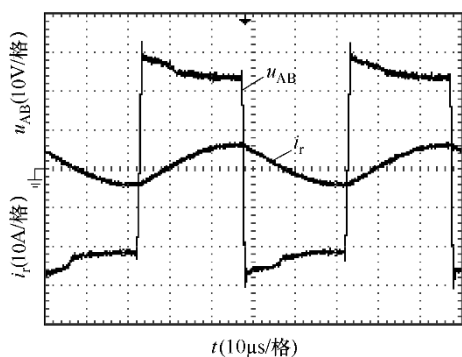
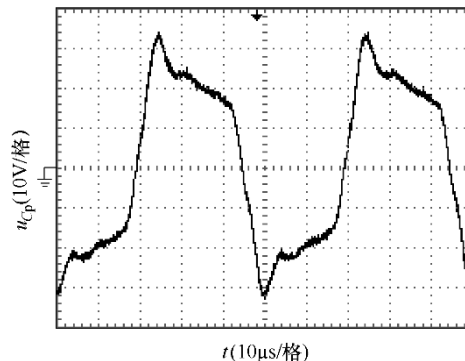
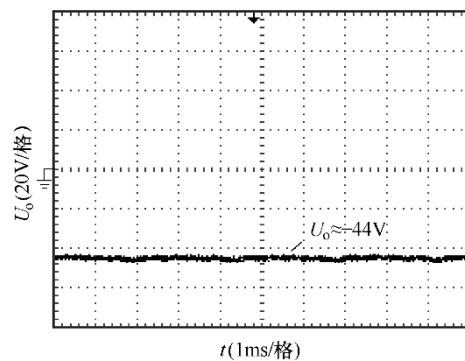
(a) $f_m=1.2$ 时 u_{AB} 与 i_r 波形(b) $f_m=1.2$ 时 u_{cp} 波形(c) $f_m=1.2$ 时 U_o 波形

图 11 实验结果

Fig.11 Results of experiment

5 结论

本文推导了电流连续时 LCC 谐振变换器两种工作模式的时域数学模型，并在其基础上讨论了电路特性。本文建立的分析与设计方法的特点有：

- ①用时域分析方法推导了数学模型，精确度高；
- ②提出了反映电路特性的两个重要电气参数，并讨论了谐振槽元件参数选择与电路特性之间的关联；
- ③提供了符合电路设计要求的谐振元件参数的设计方法。本文中所提出的 LCC 谐振变换器的分析和设计方法对于静电除尘等高压高频应用领域的研究和实践有一定的参考价值。

附：

两种工作模式下各个谐振模态的时间段数学表达式如下：

(1) 工作模式 1 时， $[t_0 \sim t_1]$ 与 $[t_1 \sim t_2]$ 时间段数学表达式为

$$t_{M1} = \frac{1}{\omega_2} \arccos \frac{-\alpha}{(1+A)U_{eN}^2 - 1}$$

$$t_{M2} = \frac{1}{\omega_1} \arccos \frac{\alpha(\alpha - 2U_{eN}^2 + 2U_{eN} + 2AU_{eN})}{-4AU_{eN}(\alpha + AU_{eN}) + \alpha^2}$$

式中, $\alpha = (1+A)U_{eN}^2 - 2(1+A)U_{eN} + 1$ 。

可以看出, t_{M1} 和 t_{M2} 是 U_{eN} 、 A 的函数。

(2) 工作模式 2 时, $[t_0 \sim t_1]$ 、 $[t_1 \sim t_2]$ 与 $[t_2 \sim t_3]$ 时间段数学表达式为

$$t_{M1} = \frac{1}{\omega_2} \arccos \frac{(2-\chi-\gamma)\beta+\gamma}{(\chi+\gamma)\beta+\gamma}$$

$$t_{M2} = \frac{1}{\omega_1} \arccos \left\{ \frac{2\gamma\sqrt{\beta(\beta+\gamma)(\beta-\chi+2)[\beta(2\chi+\gamma)+\gamma\chi]}}{[\beta(2-\chi-\gamma)+\gamma]^2 + 4\gamma\beta(\beta+\gamma)} \right. \\ \left. \frac{(\chi\beta-2\beta+\gamma\chi-\gamma)[\beta(2-\chi-\gamma)+\gamma]}{[\beta(2-\chi-\gamma)+\gamma]^2 + 4\gamma\beta(\beta+\gamma)} \right\}$$

$$t_{M3} = \frac{1}{\omega_1} \arccos \frac{\chi\beta+\gamma(\chi-1)}{\chi\beta+\gamma(1+\beta)}$$

式中, $\beta = f_m(U_{eN}-1)$; $\chi = 1+U'_{eN}$; $\gamma = AU'_{eN}$ 。

可以看出, $t_{M1} \sim t_{M3}$ 是 U'_{eN} 、 f_m 、 U_{eN} 和 A 的函数。

参考文献

- [1] 钟和清, 徐至新, 邹云屏, 等. 寄生电容对串联谐振电容器充电电源特性的影响 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 40-44.
Zhong Heqing, Xu Zhixin, Zhou Yunping, et al. Effects of parasitical capacitors on charging characteristic of series resonant CCPS[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 40-44.
- [2] Liu Jun, Sheng Licheng, Shi Jianjiang, et al. LCC resonant converter operating under discontinuous resonant current mode in high voltage, high power and high frequency applications[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2009: 1482-1486.
- [3] Soeiro T, Biela J, Mühlethaler J, et al. Optimal design of resonant converter for electrostatic precipitators[C]. International Pharmaceutical Excipients Council 2010, 2010: 2294-2301.
- [4] 唐雄民, 孟志强, 彭永进, 等. 串联负载谐振式 DBD 型臭氧发生器电源的基波分析法 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(21): 38-42.
Tang Xiongmin, Meng Zhiqiang, Peng Yongjin, et al. A fundamental wave method of dielectric-barrier discharge type ozonier powered by serial load resonant inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(21): 38-42.
- [5] 刘军, 石健将, 张仲超, 等. 具有最小电流峰值的电容滤波高频高压并联谐振变流器 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 83-88.
- [6] Liu Jun, Shi Jianjiang, Zhang Zhongchao, et al. Minimum peak current for high voltage high frequency parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 83-88.
- [7] Rentzsch M, Gleisberg F, Guldner H, et al. Closed analytical model of a 20kV output voltage, 800W output power series-parallel-resonant converter with walton cockroft multiplier[C]. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2008: 1923-1929.
- [8] 孙向东, 段龙, 钟彦儒, 等. 高压直流 LCC 谐振变换器的分析与设计 [J]. 电工技术学报, 2002, 17(5): 60-64.
Sun Xiangdong, Duan Long, Zhong Yanru, et al. Analysis and design of high voltage DC power supply with LCC resonant circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(5): 60-64.
- [9] 齐虹, 陈冲, 颜玉崇, 等. 静电除尘用高频高压功率变换器 [J]. 福州大学学报(自然科学版), 2006, 34(2): 216-219.
Qi Hong, Chen Chong, Yan Yuchong, et al. High frequency high voltage power converter for electrostatic precipitator[J]. Journal of Fuzhou University(Natural Science), 2006, 34(2): 216-219.
- [10] Bhat A K S. Analysis and design of series-parallel resonant power supply[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic system, 1992, 28(1): 249-258.
- [11] Bhat A K S. Analysis and design of a series-parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(3): 523-530.
- [12] Sevens R P. Topologies for three-element resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(1): 89-98.
- [13] Batarseh I, Lie R, Lie C Q, et al. Theoretical and experimental studies of the LCC type parallel resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1990, 5(2): 140-150.
- [14] Youssef M J, Jain P K. Series-parallel resonant converter in self-sustained oscillation mode with the high-frequency transformer-leakage-inductance effect:

- analysis , modeling, and design[J]. IEEE Transactions on Industrial electronics, 2007, 54(3): 1329-1341.
- [14] Youssef M Z, Pinheiro H, Jain P K. Self-sustained phase-shift modulated resonant converters: modeling , design, and performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics , 2006, 21(2) . 401-414.
- [15] Gilbert A J, Bingham C M, Stone D A, et al. Normalized analysis and design of LCC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2386-2402.
- [16] Mollov S V, Forsyth A J. Analysis, design, and resonant current control for a 1-MHz high-power-factor rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 620-627.
- [17] 夏冰, 阮新波, 陈武. 高压大功率场合 LCC 谐振变换器的分析与设计 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 60-66.
- Xia Bing, Ruan Xinbo, Chen Wu. Analysis and design of LCC resonant converter for high voltage and high power applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 60-66.
- [18] 马皓, 祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 6-11.
- Ma Hao, Qi Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6-11.
-
- 作者简介:张治国 男, 1977 年生, 博士研究生, 主要研究方向为高频谐振变换器的建模与控制。 谢运祥 男, 1965 年生, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子变换技术。