

π 型相位和幅值可控电压调节器

张友军

(苏州大学 机电工程学院, 江苏 苏州 215021)

摘要: 在级联式相位和幅值可控电压调节器(VRCPA)的基础上,提出了一种 π 型VRCPA,用于电能传输控制。相对于输入电压,其输出电压的相位和幅值均可进行连续调节。所提 π 型单相VRCPA由Buck交流单元、3次谐波陷阱和Boost交流单元组成,与级联式单相VRCPA相比,省却了前级Buck交流变换器的LC输出滤波器,简化了电路结构,但采用相同的两级占空比调制,即前级Buck交流单元用于调节输出电压的相位,后级Boost交流单元用于调节输出电压的幅值。在 π 型单相VRCPA中采用电容进行阻抗补偿,能够有效地抵消或减小3次谐波陷阱与线路阻抗对基波电压的滞后作用。 π 型三相VRCPA由3个Buck交流单元和1个三相Boost交流变换器组成,无需3次谐波陷阱,且省却了前级3个LC输出滤波器,电路结构简洁。实验结果证明了 π 型VRCPA的可行性。

关键词: 电压调节器; 相位和幅值可控电压调节器; 相位调节; 阻抗补偿; 控制参数

中图分类号: TM 714.2

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.04.006

0 引言

电力作为基础能源,是国民经济健康发展的重要保障。在现有电力系统设施和基础建设投资相对滞后的情况下,提高对电网的潮流控制能力,从而提高电网的电能传输能力和电力系统的利用率,具有重要的社会意义和经济效益^[1-2]。

电力系统中的潮流包含有功潮流和无功潮流,总体上由电源、负荷和供电网络三者共同决定。为了有效地控制线路潮流、提高电网的电能传输能力和电力系统的稳定性,柔性交流传输系统FACTS(Flexible AC Transmission System)技术被广泛研究和应用。

当负荷增加时,如果电力系统中的无功电源没有相应地增加,则会使电网电压下降。因此,为防止电网电压下降,需对电网进行无功功率补偿,一般采用并联无功补偿装置^[3]。目前广泛应用的动态并联无功补偿装置是静止无功补偿器SVC(Static Var Compensator)^[4-6],其属于第一代并联型FACTS技术,动态速度快,可连续调节输出无功功率。静止同步补偿器STATCOM(STATic synchronous COMPensator)是一种比SVC在动态补偿上表现更好的先进

并联补偿装置^[6-9],但因其价格较高,尚未完全取代SVC在动态补偿领域的作用。

在电网中采用串联无功补偿,如GTO控制串联电容器GCSC(GTO Controlled Series Capacitor)^[10]、晶闸管可控串联电容器TCSC(Thyristor Controlled Series Capacitor)^[11-13]、同步静态串联补偿器SSSC(Synchronous Static Series Compensator)^[14-15]等,可以等效地调节线路阻抗、控制线路电流,从而控制线路中的有功潮流。

统一潮流控制器UPFC(United Power Flow Controller)由共用电容器的2个电压源逆变器构成,相当于1个并联STATCOM和1个串联SSSC的组合^[16-17]。UPFC可分别或同时实现串联补偿、并联补偿和移相等多种功能,能对有功、无功和电压分别进行控制。

SVC和STATCOM等并联型FACTS技术的实质是在电网中加入无功电源(或无功负荷),起到调节无功功率潮流的目的,但其不能直接对电网中有功潮流进行控制;GCSC、TCSC和SSSC等串联型FACTS技术虽可控制线路中有功潮流,但不能同时对线路中有功和无功潮流分别进行控制;组合型FACTS技术UPFC已比较成熟,但由于价格较贵,普及率不高。再者,UPFC、STATCOM、SSSC等FACTS装置由于采用大容量直流储能元件而导致设备故障率高、寿命周期短、维修费用高。

由于电网中的有功和无功功率传送与线路阻抗、发送端及接收端的电压幅值以及两端电压的相位差有关^[18-19],在不改变线路阻抗的前提下,若能调节线路发送端的电压幅值和相位,则可控制电网中的有功和无功电能传输。为此,文献^[20-24]采用虚拟正交源VQS(Virtual Quadrature Source)^[25]概念,提出了一种无直流储能元件的电能传输控制新方法——相位和幅值可控电压调节器VRCPA(Voltage Regulator

收稿日期:2015-06-18;修回日期:2016-02-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477107);中国博士后科研基金资助项目(2015M571805);江苏省博士后科研基金资助项目(1402107C);江苏省光谱成像与智能感知重点实验室开放基金资助项目(3092014012200416)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477107),the Postdoctoral Science Foundation of China(2015M571805),the Postdoctoral Science Foundation of Jiangsu Province(1402107C) and the Open Research Fund of Jiangsu Key Laboratory of Spectral Imaging & Intelligent Sense(3092014012200416)

with Controllable Phase and Amplitude)。VRCPA 能够分别独立地连续调节电压的相位和幅值,可用于控制电网中的有功和无功潮流,提高电网的电能传输能力,具有巨大的潜在应用价值。与 UPFC、STATCOM 和 SSSC 相比,VRCPA 不含直流储能元件,因而可降低设备故障率和维修费用,从而提高寿命周期。VRCPA 采用高频控制,动态响应速度快^[20]。

在级联式 VRCPA 的基础上,本文提出并研究了一种新颖的 π 型 VRCPA。与级联式 VRCPA 相比, π 型单相 VRCPA 省却了前级 Buck 交流变换器的 LC 输出滤波器,简化了电路结构; π 型三相 VRCPA 同样利用三相对称关系,可使 3 次谐波电压相互抵消,从而无需 3 次谐波陷阱,而且省却了前级 3 个 LC 输出滤波器。本文采用电容阻抗补偿,能够有效地抵消或减小 3 次谐波陷阱与电感等线路阻抗对基波电压的滞后作用。最后研制了原理样机进行实验验证。

1 π 型单相 VRCPA

1.1 电路拓扑结构

文献[20,23]提出的级联式单相 VRCPA 的电路结构如图 1 所示。前级是一个 Buck 交流变换器^[26]和一个 3 次谐波陷阱^[20-25](由变压器 T_R 和电容 C_3 组成,或者由电感和电容并联而成),后级是一个 Boost 交流变换器。

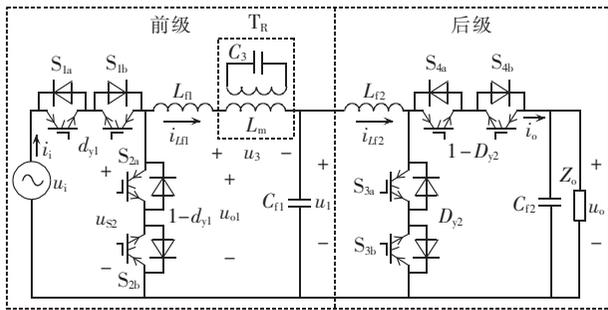


图 1 级联式单相 VRCPA
Fig.1 Single-phase cascaded VRCPA

若输入电压 u_i 为理想正弦波,则前级 Buck 交流变换器的输出电压 u_{o1} 为:

$$u_{o1} = d_{y1} \cdot u_i = d_{y1} \cdot U_{im} \sin \omega t \quad (1)$$

其中, U_{im} 为输入电压幅值; $\omega = 2\pi f$, 为输入电压角频率; f 为输入电压频率; d_{y1} 为前级占空比。

若 d_{y1} 中加入 2 倍频交流分量,即:

$$d_{y1} = k_0 + k_2 \sin(2\omega t + \beta_2) \quad (2)$$

其中,系数 k_0 和 k_2 非负; β_2 为 d_{y1} 中交流分量的初相角。

将式(2)代入式(1),可知 u_{o1} 包含基波电压分量和 3 次谐波电压分量,3 次谐波分量 u_3 被 3 次谐波陷阱滤除后,在电容 C_{f1} 两端得到基波电压 u_1 (为简化分析,假设元器件均为理想元件,并忽略电感 L_{f1} 、

L_{f2} 和谐波陷阱的基波压降)^[20-24]。 u_{o1} 、 u_1 及 u_3 分别如下所示:

$$u_{o1} = k_0 U_{im} \sin \omega t + \frac{k_2}{2} U_{im} \cos(\omega t + \beta_2) - \frac{k_2}{2} U_{im} \cos(3\omega t + \beta_2) = u_1 + u_3 \quad (3)$$

$$u_1 = k_0 U_{im} \sin \omega t + \frac{k_2}{2} U_{im} \cos(\omega t + \beta_2) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (4)$$

$$u_3 = -\frac{k_2}{2} U_{im} \cos(3\omega t + \beta_2) = U_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3) \quad (5)$$

其中, U_{1m} 、 φ_1 和 U_{3m} 、 φ_3 分别为基波电压 u_1 和 3 次谐波电压分量 u_3 的幅值和相位角。

在一个基波周期内,后级占空比 D_{y2} 是一常数,级联式单相 VRCPA 的输出电压为:

$$u_o = \frac{u_1}{1-D_{y2}} = \frac{U_{1m}}{1-D_{y2}} \sin(\omega t + \varphi_1) = U_{om} \sin(\omega t + \varphi_o) \quad (6)$$

由式(4)、(6)可知,输出电压的相位角 φ_o 和幅值 U_{om} 可分别独立地连续调节。

将图 1 中级联式单相 VRCPA 的前级输出滤波电感 L_{f1} 与 3 次谐波陷阱互换位置,得到如图 2 所示结构的级联式单相 VRCPA。显然,图 2 中 A、B、C 3 点相对于 E 点的电压 u_{AE} 、 u_{BE} 、 u_{CE} 具有相等的基波电压分量(等于 u_1)。因此,可将前级 LC 输出滤波器省去,只需一个电感来承担 A、C 2 点之间的高频电压分量,得到一个简化的电路结构,如图 3 所示。不考虑输入电源和输出负载(含 C_f),该电路类似数学符号

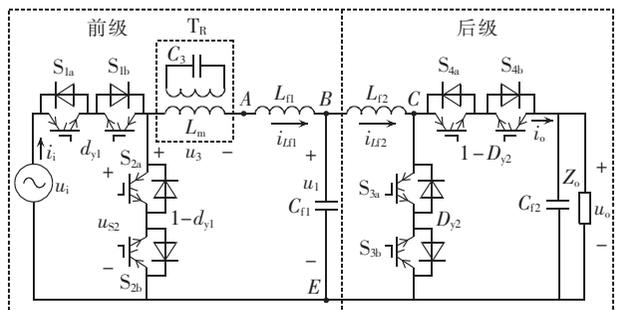


图 2 谐波陷阱与 L_{f1} 互换位置后的级联式单相 VRCPA

Fig.2 Single-phase cascaded VRCPA with exchanged positions of harmonic trap and inductor L_{f1}

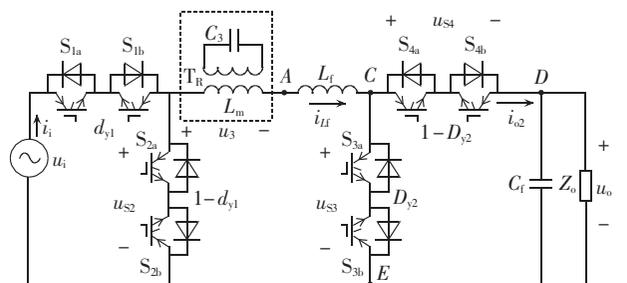


图 3 π 型单相 VRCPA

Fig.3 Single-phase π -shaped VRCPA

“ π ”,因此,本文称之为 π 型单相 VRCPA。另外将输入端和输出端互换,其电路结构不变,即该电路输入、输出对称。

与图 1 级联式电路相比, π 型单相 VRCPA 省却了前级 Buck 交流变换器的 LC 输出滤波器,简化了电路结构,但同样采用两级占空比调制,故其工作原理及输入、输出关系与级联式单相 VRCPA 一致。

1.2 瞬时功率平衡关系

不计电流的高频纹波和线路阻抗的基波压降,图 1 中级联式单相 VRCPA 的瞬时输入功率 p_i 为:

$$p_i = u_i i_i = u_i d_{y1} i_{L1} = (u_1 + u_3) i_{L1} = u_o i_o + u_1 i_{C1} + u_3 i_{L1} \quad (7)$$

其中, i_i 和 i_o 分别为输入、输出电流; i_{L1} 和 i_{C1} 分别为电感 L_{11} 、电容 C_{11} 中电流。

由式(7)可见, p_i 分为 3 项,其中第 1 项为瞬时输出功率 p_o ,第 2 项为电容 C_{11} 的瞬时功率,第 3 项为 3 次谐波陷阱的瞬时功率 p_{3_trap} :

$$p_{3_trap} = u_3 i_{L1} = \frac{1}{2} I_{L1m} U_{3m} \cos(2\omega t + \varphi_3 - \theta_1) - \frac{1}{2} I_{L1m} U_{3m} \cos(4\omega t + \varphi_3 + \theta_1) \quad (8)$$

其中, I_{L1m} 、 θ_1 分别为 i_{L1} 的幅值和相位角。 p_{3_trap} 由幅值相等但频率不同的两部分无功功率组成,其中一部分以 2 倍基波频率变化,另一部分以 4 倍基波频率变化。

将式(7)中的第 1、2 项合并,得:

$$p_i = (u_o i_o + u_1 i_{C1}) + u_3 i_{L1} = u_o [i_o + (1 - D_{y2}) i_{C1}] + u_3 i_{L1} = u_o (i_o + i_{C1}^*) + u_3 i_{L1} = u_o i_{o2} + u_3 i_{L1} \quad (9)$$

其中, i_{C1}^* 为 i_{C1} 在输出端的折算值; i_{o2} 为 i_o 与 i_{C1}^* 之和。

显然,式(9)与图 3 中 π 型单相 VRCPA 的瞬时输入功率关系一致,此时图 3 中的电路结构可看成是:将图 1 中的电容 C_{11} 减小为 $(1 - D_{y2})^2 C_{11}$,然后与输出电容 C_{12} 并联,再将电感 L_{11} 和 L_{12} 合二为一。即具有相同瞬时输入功率关系的级联式和 π 型单相 VRCPA 存在如下参数关系:

$$\begin{cases} C_f = (1 - D_{y2})^2 C_{11} + C_{12} \\ L_f = L_{11} + L_{12} \end{cases} \quad (10)$$

其中, C_f 、 L_f 分别为 π 型单相 VRCPA 的输出电容和中间电感。

2 调节范围与阻抗补偿

2.1 前级基波电压幅值和相位调节范围

根据式(4),可得 π 型单相 VRCPA 前级基波电压 u_1 的幅值 U_{1m} 和相位角 φ_1 分别为:

$$\begin{cases} U_{1m} = U_{im} \sqrt{\frac{k_2^2}{4} - k_0 k_2 \sin \beta_2 + k_0^2} \\ \varphi_1 = \arctan \frac{k_2 \cos \beta_2}{2k_0 - k_2 \sin \beta_2} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)中的幅值公式可知,如果 k_0 和 k_2 均为定值,那么当 β_2 为 90° 和 270° 时, U_{1m} 分别得到最小值和最大值,即:

$$\begin{cases} U_{1m_min} = U_{im} \left(k_0 - \frac{k_2}{2} \right) \\ U_{1m_max} = U_{im} \left(k_0 + \frac{k_2}{2} \right) \end{cases} \quad (12)$$

考虑到 k_0 和 k_2 的约束关系,由式(12)可以得到 U_{1m}/U_{im} (U_{1m}^*) 的最小值和最大值随 k_0 的变化关系,分别如图 4 中曲线 1 和曲线 2 所示。

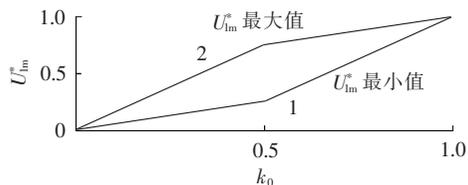


图 4 基波电压幅值 U_{1m} 的极值曲线

Fig.4 Maximum curve and minimum curve of U_{1m}

当 $0 \leq k_0 \leq 0.5$,且 k_2 变化 ($k_2 \leq k_0$) 时, U_{1m}^* 的最小值和最大值分别为 $k_0/2$ 和 $3k_0/2$;当 $0.5 \leq k_0 \leq 1$,且 k_2 变化 ($k_2 \leq 1 - k_0$) 时, U_{1m}^* 的最小值和最大值分别为 $3k_0/2 - 0.5$ 和 $k_0/2 + 0.5$ 。

由式(11)中的相位角公式求得 $d\varphi_1/d\beta_2$,并令其等于零,可得 k_0 及 k_2 变化时, φ_1 的最大值、最小值分别为:

$$\begin{cases} \varphi_{1max} = \arcsin \frac{k_2}{2k_0} = \beta_2 \\ \varphi_{1min} = -\arcsin \frac{k_2}{2k_0} = \beta_2 - 180^\circ \end{cases} \quad (13)$$

同样考虑到 k_0 和 k_2 的约束关系,可得 φ_1 的最大值、最小值和 k_0 的关系曲线,分别如图 5 中曲线 1 和曲线 2 所示。当 $k_0 \in [0, 0.5]$ 时, φ_1 的变化范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$;当 $k_0 \in [0.5, 1]$ 时,随着 k_0 的增大, φ_1 的变化范围减小。

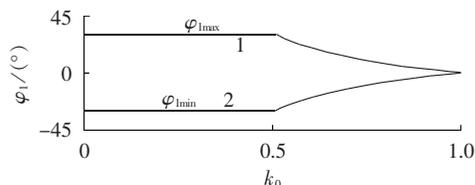


图 5 基波电压相位角 φ_1 的极值变化曲线

Fig.5 Maximum curve and minimum curve of φ_1

2.2 理想条件下的控制参数

和级联式一样, π 型单相 VRCPA 采用两级占空比调制,其前级占空比 d_{y1} 包含 3 个控制参数: k_0 、 k_2 、 β_2 ;后级占空比 D_{y2} 为一控制参数。在满足输出电压幅值和相位角的前提下,应使 π 型单相 VRCPA 前级中 3 次谐波电压幅值 U_{3m} 尽可能小、前级基波输出电压幅值 U_{1m} 尽可能大。为此,应研究理想条件下 π 型单相 VRCPA 的控制参数选择问题。

由式(5)知, U_{3m} 与 k_2 成正比, 若期望 U_{3m} 越小, 即要求 k_2 越小。由式(11)知, U_{1m} 是 k_0 的增函数, 若期望 U_{1m} 越大, 则要求 k_0 越大。换言之, 这里是要求 k_0 越大且 k_2 越小, 那么可以认为是要求 k_2/k_0 越小。由式(13)知, k_2/k_0 越小会导致 φ_1 的变化范围变窄。由图 5 可以看出, 在获得所需相位角 φ_1 时, φ_1 为极值时所对应的 k_2/k_0 最小。因此, 前级控制参数 k_0 应根据图 5 中的曲线 1 或 2 在 $[0.5, 1.0]$ 范围内取值, 即:

$$k_0 = \frac{1}{1 + 2|\sin \varphi_{1_ref}|} \quad (14)$$

其中, φ_{1_ref} 为参考相位角, $-30^\circ \leq \varphi_{1_ref} \leq 30^\circ$ 。控制参数 k_2 的取值为 $1 - k_0$ 。

结合 k_0 和 k_2 的约束关系, 由式(13)知, 当 φ_1 取极值时, $0 \leq \sin \beta_2 \leq 0.5$, 则在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 区间内, $\beta_2 \in [0^\circ, 30^\circ]$ 或 $[150^\circ, 180^\circ]$, 故 β_2 的取值为:

$$\beta_2 = \begin{cases} \arcsin \frac{1 - k_0}{2k_0} = \varphi_{1_ref} & 0^\circ \leq \varphi_{1_ref} \leq 30^\circ \\ 180^\circ - \arcsin \frac{1 - k_0}{2k_0} = \varphi_{1_ref} + 180^\circ & -30^\circ \leq \varphi_{1_ref} < 0^\circ \end{cases} \quad (15)$$

2.3 阻抗补偿

当线路中的阻抗及电流较大时, 线路阻抗上的基波压降不可忽略, 此时必须考虑阻抗压降对输出电压相位的影响。以阻性负载为例, 3 次谐波陷阱与电感等线路阻抗对基波电压具有滞后作用, 其近似等效电路和相位关系, 如图 6 所示(适用于级联式或 π 型单相 VRCPA)。

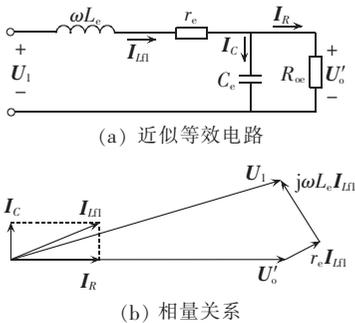


图 6 3 次谐波陷阱和线路阻抗对基波电压滞后作用的近似等效电路和相位关系

Fig.6 Approximately equivalent circuit and phase relation for effect of 3rd-order harmonic trap and line impedance on lag of fundamental voltage

图 6 中, U'_o 为输出电压 U_o 折算到交流开关 S_4 之前的等效电压(S_4 由 S_{4a} 和 S_{4b} 组成, $U'_o = (1 - D_{y2})U_o$); U_1 为前级调制后并折算到交流开关 S_1 之后的等效基波电压(S_1 由 S_{1a} 和 S_{1b} 组成); I_R 为折算到交流开关 S_4 之前的等效基波阻性负载电流; I_C 为等效基波容性电流(C_r 的折算电流, 或 C_{n1} 的电流与 C_{r2} 的折算电流); I_{L1} 为电感 L_{n1} (或 L_r)中等效基波电流; ωL_e 为

等效基波感抗(包括 3 次谐波陷阱、 L_r 或 L_{n1} 和 L_{r2} 的基波感抗); r_e 为线路等效电阻。由图 6 可知, 由于 ωL_e 和 r_e 的作用, U_o 滞后于 U_1 (理想条件下, 两者相位相同)。

等效电路的基波阻抗 Z_e 为:

$$Z_e = r_e + j\omega L_e \quad (16)$$

Z_e 上的基波压降使得输出电压 U_o 滞后于 U_1 。显然, ωL_e 、 r_e 和 I_{L1} 越大, 则滞后效应越明显。

为消除或减小基波阻抗 Z_e 对输出电压相位的影响, 在 π 型单相 VRCPA 中串入电容 C_b , 对 Z_e 进行阻抗补偿, 如图 7 所示(其中 3 次谐波陷阱由电感和电容并联而成)。补偿后的 Z_e 为:

$$Z_e = r_e + j[\omega L_e - 1/(\omega C_b)] \quad (17)$$

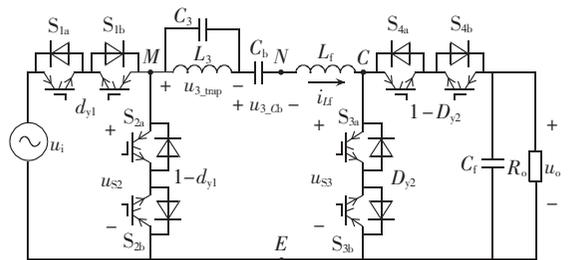


图 7 有阻抗补偿的 π 型单相 VRCPA

Fig.7 Single-phase π -shaped VRCPA with impedance compensation

根据补偿电容 C_b 的大小, 可将阻抗补偿分为 3 种情况。当 $C_b > 1/(\omega^2 L_e)$ 时, 即 $\omega L_e > 1/(\omega C_b)$, C_b 只补偿了部分感抗, 是欠补偿, 此时 Z_e 仍为感性; 当 $C_b = 1/(\omega^2 L_e)$ 时, 即 $\omega L_e = 1/(\omega C_b)$, C_b 对感抗进行了全补偿, 此时 $Z_e = r_e$, Z_e 为阻性; 当 $C_b < 1/(\omega^2 L_e)$ 时, 即 $\omega L_e < 1/(\omega C_b)$, C_b 对感抗进行了过补偿, 此时 Z_e 为容性。

3 π 型三相 VRCPA

级联式三相 VRCPA 的电路拓扑结构如图 8 所示。它利用三相对称关系, 使前级 3 次谐波电压相互抵消, 这样三相输出线电压不包含 3 次谐波分量, 而只含有基波电压分量, 从而无需 3 次谐波陷阱^[22]。其前级是 3 个单相 Buck 交流变换器, 后级是 1 个三相 Boost 交流变换器。

在级联式三相 VRCPA 中, 相对于点 E , 点 X_1 ($X = A, B, C$, 后文同)、点 X_2 具有相同的基波电压分量和 3 次谐波电压分量, 其中基波电压分量三相正弦正序对称, 而 3 次谐波电压分量是三相正弦零序相等。故点 A_1, B_1, C_1 之间线电压的低频部分只含有基波分量, 分别与点 A_2, B_2, C_2 之间线电压对应相等, 同样也分别与点 A_3, B_3, C_3 之间线电压的低频部分对应相等。若将级联式三相 VRCPA 的前级输出滤波器去掉, 用电感 L_r 连接点 X_1 与 X_3 , 可得到图 9 所示电路结构, 称之为 π 型三相 VRCPA。

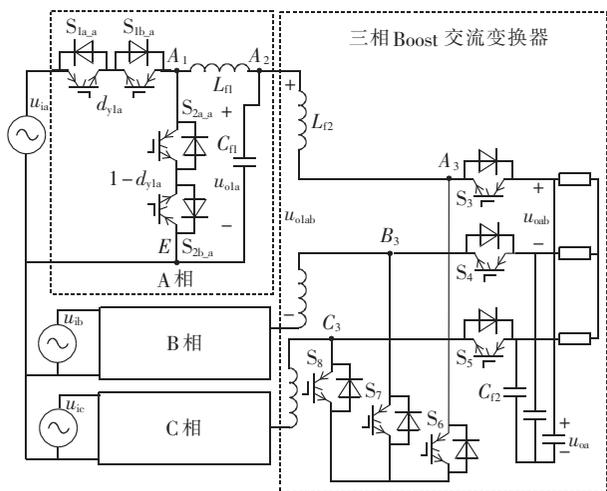


图 8 无 3 次谐波陷阱的级联式三相 VRCPA
Fig.8 Three-phase cascaded VRCPA without 3rd-order harmonic trap

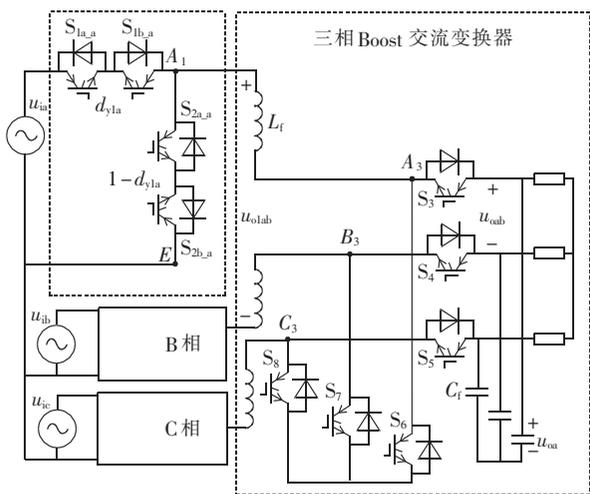


图 9 π 型三相 VRCPA
Fig.9 Three-phase π -shaped VRCPA

π 型三相 VRCPA 的前级是 3 个单相 Buck 交流单元,其作用与级联式三相 VRCPA 的前级一样,用来独立连续地调节输出电压的相位。显然,级联式三相 VRCPA 的控制策略^[22]同样适用于 π 型三相 VRCPA。

假设三相输入相电压正弦正序对称,即:

$$\begin{cases} u_{ia} = U_{im} \sin \omega t \\ u_{ib} = U_{im} \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{ic} = U_{im} \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (18)$$

π 型三相 VRCPA 控制参数的选取与 π 型单相 VRCPA 相同,其前级占空比 $d_{y1x}(x=a,b,c)$ 为:

$$\begin{cases} d_{y1a} = k_0 + k_2 \sin(2\omega t + \beta_2) \\ d_{y1b} = k_0 + k_2 \sin[2(\omega t - 120^\circ) + \beta_2] = \\ \quad k_0 + k_2 \sin(2\omega t + \beta_2 + 120^\circ) \\ d_{y1c} = k_0 + k_2 \sin[2(\omega t + 120^\circ) + \beta_2] = \\ \quad k_0 + k_2 \sin(2\omega t + \beta_2 - 120^\circ) \end{cases} \quad (19)$$

其中, d_{y1a} 、 d_{y1b} 、 d_{y1c} 的初相角逆序相差 120° 。

若 π 型三相 VRCPA 后级的占空比 D_{y2} 是一常数,则其输出线电压为:

$$\begin{cases} u_{oab} = \frac{\sqrt{3}}{1-D_{y2}} U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1 + 30^\circ) \\ u_{obc} = \frac{\sqrt{3}}{1-D_{y2}} U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1 - 90^\circ) \\ u_{oca} = \frac{\sqrt{3}}{1-D_{y2}} U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1 + 150^\circ) \end{cases} \quad (20)$$

可见输出线电压相对于输入线电压的相位角为 φ_1 ,故相位角的调节范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 。

4 实验结果与讨论

在实验室分别研制了 π 型单相和 π 型三相 VRCPA 原理样机,进行了如下实验研究。

4.1 π 型单相 VRCPA 实验

搭建 π 型单相 VRCPA 原理样机,其实验参数为:额定输入电压有效值 $U_i = 115\text{V}$ (幅值 $U_{im} = 115\sqrt{2}\text{V}$),频率 $f = 50\text{Hz}$;额定输出电压有效值 $U_o = 115\text{V}$ (幅值 $U_{om} = 115\sqrt{2}\text{V}$);输出电压相位角 φ_1 为 $-25^\circ \sim 25^\circ$ 可调;输出电压幅值 $\pm 15\%$ 可调 ($U_o = 98 \sim 132\text{V}$);开关频率 $f_s = 25\text{kHz}$;滤波电感 $L_f = 1\text{mH}$ (断开 C_{f1} ,由 L_{f1} 、 L_{f2} 组合而成),滤波电容 $C_f = 6.6\mu\text{F}$;3 次谐波陷阱电感 $L_3 = 40.56\text{mH}$,电容 $C_3 = 27.76\mu\text{F}$;开关管选用 IRFP460A;DSP 控制芯片为 TMS320F2812;补偿电容 $C_b = 182\mu\text{F}$ 。

阻抗补偿时,当 $U_o = 115\text{V}$ 、 $R_o = 350\Omega$ 时, π 型单相 VRCPA 的相位和幅值皆闭环控制,其相位角 φ_1 的测量值随参考值 φ_{1ref} 的变化关系,如图 10(a)中虚线所示,图中实线表示参考值。可见实测相位角 φ_1 和参考相位角 φ_{1ref} 几乎一致,表明 π 型单相 VRCPA 具有较小的相位调节步长和较高的相位控制精度。对应控制参数 k_0 的测量值及其理想条件下的计算值随 φ_{1ref} 的变化关系,如图 10(b)所示,可见 k_0 的实

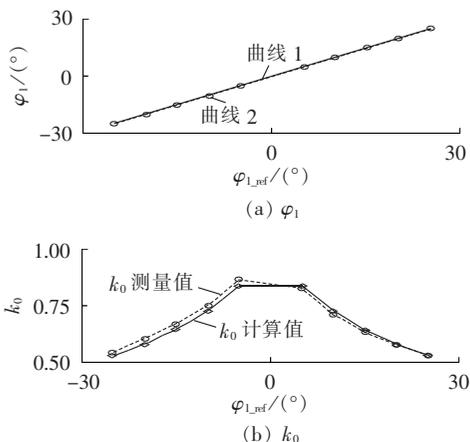


图 10 π 型单相 VRCPA 的 φ_1 和 k_0 测量结果
Fig.10 Measured φ_1 and k_0 of single-phase π -shaped VRCPA

测值与其理想条件下的计算值非常接近,表明补偿适当。

阻抗补偿时,当 $U_o=115\text{ V}$ 、 $\varphi_{1\text{-ref}}=25^\circ$ 、 $R_o=350\ \Omega$ 时, π 型单相 VRCPA 的实验波形如图 11 所示。图 11(a)中输出电压 u_o 超前输入电压 u_i 为 25.062° (对应一次测量值),此时实测 $k_0=0.531$ 、 $k_2=0.454$,分别与其理想条件下的计算值偏差 -0.001 和 0.001 ($\varphi_{o\text{-ref}}=\pm 25^\circ$ 时,计算值 $k_0=0.532$ 、 $k_2=0.453$)。

图 11(b)中, u_{MN} 为谐波陷阱上电压 $u_{3\text{-trap}}$ 与补偿电容 C_b 电压 $u_{3\text{-cb}}$ 之和, u_{MN} 主要为 3 次谐波电压分量,但也含有少量基波电压分量,其中一部分基波电压是由谐波陷阱中的电阻引起,剩下的基波电压是用来补偿电感 L_f 所引起的基波压降。

图 11(c)为 u_i 与交流开关管 S_3 两端电压 u_{S3} 的实验波形(S_3 由 S_{3a} 和 S_{3b} 组成, u_{S3} 为 C 、 E 2 点间的电压), u_{S3} 是高频脉冲序列,其包络线为输出电压 u_o ,其基波含量 $u_{i1}=u_o(1-D_{y2})$ 。

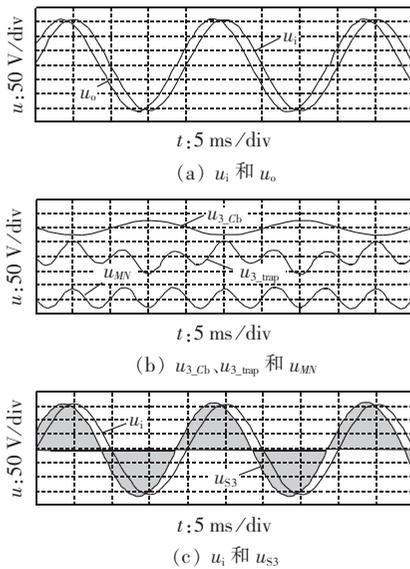


图 11 进行阻抗补偿, $\varphi_{1\text{-ref}}=25^\circ$ 时, π 型单相 VRCPA 的实验波形
Fig.11 Experimental waveforms of single-phase π -shaped VRCPA with impedance compensation when $\varphi_{1\text{-ref}}=25^\circ$

4.2 π 型三相 VRCPA 实验

搭建 π 型三相 VRCPA 原理样机,其实验参数为:额定输入线电压有效值 $U_{iL}=200\text{ V}$ ($U_i=115\text{ V}$, $U_{im}=115\sqrt{2}\text{ V}$),频率 $f=50\text{ Hz}$;额定输出线电压有效值 $U_{oL}=200\text{ V}$;额定输出容量 $1200\text{ V}\cdot\text{A}$;输出电压相位角 φ_1 为 $-20^\circ\sim 20^\circ$ 可调;输出线电压幅值 $\pm 15\%$ 可调 ($U_{oL}=170\sim 230\text{ V}$);开关频率 $f_s=22.5\text{ kHz}$;前级 IGBT 开关管为 HGTG20N60B3D;后级 IGBT 开关管为 HGTG20N120CND;DSP 控制芯片为 TMS320F2812;滤波电感 $L_f=1\text{ mH}$ (断开 C_{f1} ,由 L_{f1} 、 L_{f2} 组合而成),滤

波电容 $C_f=6.6\ \mu\text{F}$ 。

$U_{oL}=200\text{ V}$ 、 $\varphi_{1\text{-ref}}=-20^\circ$ 时, π 型三相 VRCPA 的实验波形如图 12 所示。图 12(a)中,输出线电压 u_{oab} 滞后输入线电压 u_{iab} -20° ;图 12(b)中,三相输出线电压 u_{oab} 、 u_{obc} 和 u_{oca} 波形正序对称,相位相差 120° 。

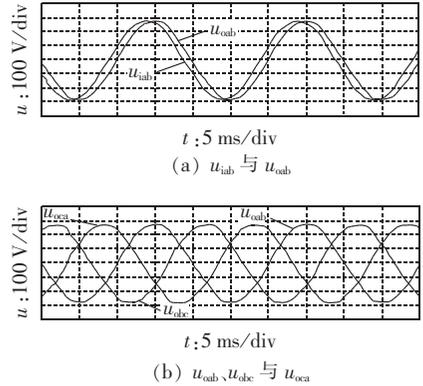


图 12 $\varphi_{1\text{-ref}}=-20^\circ$ 时, π 型三相 VRCPA 的实验波形
Fig.12 Experimental waveforms of three-phase π -shaped VRCPA when $\varphi_{1\text{-ref}}=-20^\circ$

当 $U_{oL}=200\text{ V}$ 、 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 分别为 -5° 、 5° 、 -10° 、 10° 、 -15° 、 15° 、 -20° 、 20° 时, π 型三相 VRCPA 的变换效率分别如图 13 中曲线 1—8 所示。由图 13(a)知:在较重负载情况下,当 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为负角度时,绝对值 $|\varphi_{1\text{-ref}}|$ 越小,则效率越高。同理对于图 13(b)中曲线,当 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为正角度时,亦是 $|\varphi_{1\text{-ref}}|$ 越小,则效率越高。

对比图 13(a)、13(b),可见 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为负时的变换效率同比高于 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为正时的变换效率。这是因为对于阻性负载,线路阻抗具有一定的滞后作用。当 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为负时, π 型三相 VRCPA 的前级控制参数 k_0 要同比大于 $\varphi_{1\text{-ref}}$ 为正时的 k_0 。 k_0 越大,则前级效率越大,同时前级输出线电压的基波幅值越大,这样后级的效率亦越大,从而两级效率会更大。

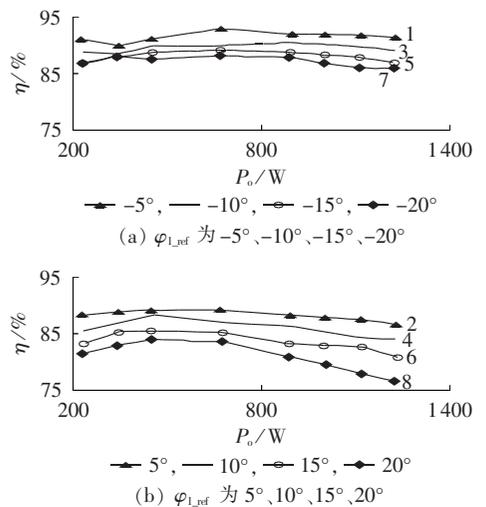


图 13 π 型三相 VRCPA 的变换效率曲线
Fig.13 Conversion efficiency curve of three-phase π -shaped VRCPA

4.3 问题讨论

实验结果证实了 π 型 VRCPA 的可行性和理论分析的正确性,在将 VRCPA 实际应用于输电网之前,必须考虑耐压容量问题。由于目前电力电子器件的耐压能力有限,在现实中人们难以获得高电压大电流的功率开关器件,因此所提出的 VRCPA 较难在高压电网中得到直接实际应用。

为此,可考虑采用变压器将 VRCPA 与电网进行耦合连接;或让 VRCPA 的输出电压与电网电压串联,从而使电网电压可在一个较小的范围内进行调节(如 $\pm 10\%$ 幅值和 $\pm 5^\circ$ 相位。在高压电网中,较小的电压幅值和相位改变可导致线路中的潮流发生较大的变化);或研究多电平电路拓扑结构的 VRCPA;或研究电力电子器件串并联技术在 VRCPA 中的应用。再者 VRCPA 应加旁路开关,在不需要调节电压幅值或相位时,可通过旁路开关将 VRCPA 短接,以降低电网线路损耗。

5 结论

a. 提出了 π 型 VRCPA。与级联式单相 VRCPA 相比, π 型单相 VRCPA 由 Buck 交流单元、3 次谐波陷阱和 Boost 交流单元组成,省却了前级 Buck 交流变换器的 LC 输出滤波器,简化了电路结构,但同样采用两级占空比调制,其工作原理及输入、输出关系与级联式电路一致。相对于输入电压,其输出电压的相位和幅值均可独立地分别连续调节,其相位最大调节范围为 $[-30^\circ, 30^\circ]$ 。

b. 当线路中的阻抗及电流较大时,必须考虑阻抗压降对输出电压相位的影响。在 π 型单相 VRCPA 中采用电容阻抗补偿,能够有效地抵消或减小 3 次谐波陷阱与电感等线路阻抗对基波电压的滞后作用。

c. 无 3 次谐波陷阱的 π 型三相 VRCPA 不仅省却了前级 3 个 LC 输出滤波器,而且利用三相对称关系,使 3 次谐波电压相互抵消,这样三相输出线电压不含有 3 次谐波分量,而只含有基波电压分量,从而无需 3 次谐波陷阱,电路结构简洁。

参考文献:

[1] 牛树海,金凤君,刘毅. 中国电力基础设施水平与经济发展关系研究[J]. 华北电力技术,2005(4):1-4.
NIU Shuhai, JIN Fengjun, LIU Yi. Research on relation of electric power infrastructure and economic development[J]. North China Electric Power, 2005(4):1-4.

[2] DEEPAK D, HARJEET J. Current limiting conductors: a distributed approach for increasing T&D system capacity and enhancing reliability [C] // Proceedings of IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference. Dallas, USA: IEEE, 2006: 1127-1133.

[3] 曹娜, 阎根弟, 邵小强. 电力系统分析[M]. 北京: 北京大学出版社, 2009.

[4] GYUGYI L. Power electronics in electric utilities: static var compensators[J]. Proceedings of the IEEE, 1988, 76(4): 483-494.

[5] 祁桂刚, 黎灿兵, 曹一家, 等. SVC 和 TCSC 控制器间动态交互影响分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 65-69.
QI Guigang, LI Canbing, CAO Yijia, et al. Analysis on dynamic interaction between SVC and TCSC controllers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 65-69.

[6] 周建丰, 顾亚琴, 韦寿祺. SVC 与 STATCOM 的综合比较分析[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(12): 57-60.
ZHOU Jianfeng, GU Yaqin, WEI Shouqi. Comprehensive comparative analysis of SVC and STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(12): 57-60.

[7] 王轩, 赵国亮, 周飞, 等. STATCOM 在输电系统中的应用[J]. 电力设备, 2008, 9(10): 14-18.
WANG Xuan, ZHAO Guoliang, ZHOU Fei, et al. Application of STATCOMs in power transmission system[J]. Electrical Equipment, 2008, 9(10): 14-18.

[8] 荣飞, 罗安, 汤锡, 等. STATCOM 输出滤波器结构设计及参数优化[J]. 电工技术学报, 2008, 24(3): 137-142.
RONG Fei, LUO An, TANG Xi, et al. Structure design of output filter in STATCOM and its parameter optimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 24(3): 137-142.

[9] 黄伟雄, 刘锦宁, 王永源, 等. 35 kV ± 200 Mvar STATCOM 系统总体设计[J]. 电力自动化设备, 2013, 33(10): 136-142.
HUANG Weixiong, LIU Jinning, WANG Yongyuan, et al. Overall design of 35 kV ± 200 Mvar STATCOM system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10): 136-142.

[10] 谢小荣, 姜齐荣. 柔性交流输电系统的原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.

[11] 周孝信, 赵贺, 武守远. 可控串联补偿输电技术[J]. 电力设备, 2003, 4(2): 1-7.
ZHOU Xiaoxin, ZHAO He, WU Shouyuan. Power transmission technology of thyristor controlled series compensation[J]. Electrical Equipment, 2003, 4(2): 1-7.

[12] BRAUN K, SPACHTHOLZ H, BECK M, 等. 亚洲首个 500 kV 可控串补(TCSC)工程(II)——天广交流输电变电平果变电站可控串补控制与保护系统设计方案[J]. 国际电力, 2004, 8(6): 46-51.
BRAUN K, SPACHTHOLZ H, BECK M, et al. Design of first Asian 500 kV Thyristor Controlled Series Compensation scheme(TCSC) of Tianguang at Pingguo substation: control and protection system (II)[J]. International Electric Power for China, 2004, 8(6): 46-51.

[13] PILOTTO L A S, BIANCO A, LONG W F, et al. Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 243-252.

[14] 杜翼, 朱克平, 江道灼, 等. 含有限流式静止同步串联补偿器的直流配电网[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 108-113, 121.
DU Yi, ZHU Keping, JIANG Daozhao, et al. DC distribution network containing SSSC-FCL[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 108-113, 121.

[15] TAHERI H, SHAHABI S, TAHERI S, et al. Application of Synchronous Static Series Compensator(SSSC) on enhancement of voltage stability and power oscillation damping[C] // Proceedings of IEEE EUROCON. St. Petersburg, Russia: IEEE, 2009: 533-539.

[16] NAMIN M H. Using UPFC in order to power flow control[C] //

- Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology. Mumbai, India: IEEE, 2006: 1486-1491.
- [17] 侯丽, 刘琦, 鲁宝春. UPFC 控制器设计[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(9): 51-54.
HOU Li, LIU Qi, LU Baochun. Controller design for UPFC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(9): 51-54.
- [18] SEN K K, SEN M L. Introducing the family of "Sen" transformers: a set of power flow controlling transformers[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(1): 149-157.
- [19] 周双喜, 朱凌志, 郭锡玖, 等. 电力系统电压稳定性及其控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004: 1-9.
- [20] 张友军, 阮新波. 相位和幅值可控电压调节器[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 86-92.
ZHANG Youjun, RUAN Xinbo. Voltage regulator with controllable phase and amplitude[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 86-92.
- [21] 张友军, 阮新波, 王阿敏, 等. 相位和幅值可控电压调节器的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 45-52.
ZHANG Youjun, RUAN Xinbo, WANG Amin, et al. Control strategy of voltage regulator with controllable phase and amplitude[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 45-52.
- [22] 张友军, 阮新波, 翁振明, 等. 三相相位和幅值可控电压调节器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(36): 44-52.
ZHANG Youjun, RUAN Xinbo, WENG Zhenming, et al. Three-phase voltage regulator with controllable phase and amplitude [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(36): 44-52.
- [23] ZHANG Y J, RUAN X B. AC-AC converter with controllable phase and amplitude[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 6235-6244.
- [24] ZHANG Y J, RUAN X B. Three-phase AC-AC converter with controllable phase and amplitude[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5689-5699.
- [25] DIVAN D M, SASTRY J. Voltage synthesis using dual virtual quadrature sources—a new concept in AC power conversion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 3004-3013.
- [26] KWON B H, MIN B D, KIM J H. Novel topologies of AC choppers[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 1996, 143(4): 323-330.

作者简介:



张友军(1970—),男,安徽祁门人,副教授,博士后,博士,研究方向为电力电子变换及其控制技术(E-mail: zhangyoujun@suda.edu.cn)。

π -shaped voltage regulator with controllable phase and amplitude

ZHANG Youjun

(College of Mechanical & Electrical Engineering, Soochow University, Suzhou 215021, China)

Abstract: Based on the cascaded VRCPA (Voltage Regulator with Controllable Phase and Amplitude), a kind of π -shaped VRCPA is proposed for the power transmission control. Relative to its input voltage, the phase and amplitude of its output voltage can be continuously regulated. The proposed single-phase π -shaped VRCPA is composed of a Buck-type AC unit, a 3rd-order harmonic trap and a Boost-type AC unit. Compared with the single-phase cascaded VRCPA, it omits the LC output filter of Buck-type AC unit to simplify its circuit structure, but adopts the same two-stage duty-cycle modulation, i.e. the Buck-type AC unit regulates phase and the Boost-type AC unit regulates amplitude. With the impedance compensation, the single-phase π -shaped VRCPA effectively counteracts or reduces the effect of 3rd-order harmonic trap and line impedance on the lag of fundamental voltage. The three-phase π -shaped VRCPA is composed of three Buck-type AC units and a three-phase Boost-type AC converter. Without three LC output filters and the 3rd-order harmonic trap, its circuit structure becomes simple. Experimental results verify the feasibility of the proposed π -shaped VRCPA.

Key words: voltage regulator; voltage regulator with controllable phase and amplitude; phase regulation; impedance compensation; control parameter