

感应电能传输系统能量双向传输切换控制策略研究

姜龙斌^{1,2,3}, 史黎明^{1,2}, 殷正刚^{1,2}

- (1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 北京 100190;
- 2. 中国科学院电工研究所, 北京 100190;
- 3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 交通车辆的双向感应电能传输系统 (Bidirectional Inductive Power Transfer, BIPT) 能够将车辆制动能量回馈至原边侧, 大幅降低车辆能耗。在原副边无通讯且无检测线圈的情况下, 现有的正反向能量传输切换方法是副边变流器输出电压的移相角不变, 其相对于电流的相位逐渐反相, 该方法存在副边变流器功率因数过低和副边线圈电流振荡的问题。本文提出一种采用副边线圈电流跟踪控制的策略, 通过副边线圈电流过零信号来控制输出电压的频率和相位, 切换过程中, 副边变流器输出电压的移相角先减小到零、然后输出电压立即反相、移相角逐渐增加, 从而实现切换控制。同时, 由副边变流器输出电压移相角的正负来控制系统传输能量的方向、移相角的大小控制系统传输能量的大小。结果表明, 与现有切换方法相比, 所提切换策略能至少降低副边线圈电流波动率 9%, 副边变流器的功率因数得到大幅度提高。

关键词: 感应电能传输; 双向能量传输; 切换策略; 电流振荡

DOI: 10.12067/ATEEE2002011 **文章编号:** 1003-3076(2020)11-0001-08 **中图分类号:** TM724

1 引言

双向感应电能传输系统 (Bidirectional Inductive Power Transfer, BIPT) 利用电磁感应原理, 实现电能的非接触双向传输。由于 BIPT 系统能够克服传统车辆接触 (滑动) 供电存在的磨损、火花以及漏电等问题, 并能回馈车辆制动能量到初级电源, 在轨道交通^[1]、电动汽车^[2-7] 等移动供电领域, 具有十分广泛的应用前景。

BIPT 系统主要包括原边变流器、原边补偿网络、耦合机构原边线圈、耦合机构副边线圈、副边补偿网络和副边变流器。与只需能量正向传输系统相比, BIPT 系统副边与原边一样采用可控变流器。当原边变流器和副边变流器同时工作时, 副边变流器输出电压的频率必须与原边变流器输出电压的频率相同, 否则原、副边变流器之间会产生能量振荡^[8]。

通常, 交通车辆的 BIPT 系统的车载控制器与地面控制器是分离的, 控制原边和副边变流器输出

电压频率相同的方法有两种^[9]: 第一种是在移动车辆的底部安装检测线圈^[10, 11], 通过检测线圈输出电压的频率和相位推算出原边变流器输出电压的频率和相位, 这种方法检测精度高、控制可靠。但是, 采用的检测线圈会占用列车底部的安装空间, 而车辆底部的安装空间十分有限, 使得该方法的使用受到限制。第二种是 PQ 法 (active power and reactive power), 即基于有功功率和无功功率的电压同步方法^[8, 12-14], 该方法根据副边变流器交流输出端的有功功率和无功功率计算出副边的功率因数角, 然后由压控振荡器通过调节副边变流器输出电压的频率使副边的功率因数角为 180°或 0°, 从而实现原、副边变流器的电压同步, 并对系统能量流动的方向进行控制。

目前, BIPT 系统正、反向能量传输状态的切换控制方法有两种。第一种方法是副边变流器输出电压的移相角不变, 其相对于电流的相位逐渐反相^[12, 15-17]。该方法的优点是控制简单、快速, 不需

收稿日期: 2020-02-17

基金项目: 国家重点研发计划 (2017YFB1201003-09), 北京市自然科学基金资助项目 (3184060)

作者简介: 姜龙斌 (1988-), 男, 黑龙江籍, 博士研究生, 研究方向为无线电能传输技术;
史黎明 (1964-), 男, 河南籍, 研究员, 博士, 研究方向为特种电机和无线电能传输技术。

要检测线圈;缺点是在切换过程中,副边变流器输出端的功率因数非常低,副边线圈电流还出现振荡。第二种方法是副边变流器输出电压的移相角先减小到零,然后输出电压立即反相,移相角再逐渐增加^[18]。该方法的优点是在切换过程中,副边变流器输出端的功率因数为1,副边线圈电流无振荡。

在原副边无通讯且无检测线圈的情况下,现有的正反向能量传输切换方法是采用基于PQ的电压同步方法和副边变流器输出电压相对于电流的相位逐渐反相的切换方法。切换过程中,原、副边变流器输出端的功率因数非常低,副边线圈电流存在振荡。对于基于PQ的电压同步方法,当相位控制器中参考相位立即反相时,由于控制调节器(如PI)存在延时,调节器的输出量逐渐变化,副边变流器输出电压相对于电流的相位逐渐反相,因此,无法实现副边变流器输出电压相对于电流的相位立即反相。

为提高BIPT系统正反向能量传输切换过程中的功率因数和供电平稳性,本文首先建立BIPT系统的数学模型;介绍采用PQ同步法的正反向能量传输切换方法,并分析切换过程电流振荡的原因;提出采用副边线圈电流跟踪控制来实现副边变流器输出电压先减小到零,然后输出电压立即反相,再逐渐增加的切换控制策略,给出了系统能量传输大小和方向的控制方法;最后,通过实验验证了所提切换方法的有效性。

2 感应电能双向传输机理

2.1 感应电能双向传输系统模型

由于串联补偿的BIPT系统具有副边线圈恒流的特点,针对该系统进行研究。串联补偿型BIPT系统如图1所示。该系统包括输入直流电压源 U_{in} ,原边H桥变流器IGBT开关器件($S_1 \sim S_4$),原边线圈补偿电容 C_p ,耦合机构,副边线圈补偿电容 C_s ,副边H桥变流器IGBT开关器件($S_5 \sim S_8$),负载 R_L 。耦合机构包括原副边线圈 L_p 、 L_s ,原、副边线圈间的互感为 M ,副边变流器的输出直流电压为 U_o 。

原、副边变流器采用移相控制时,其输出电压和电流波形如图2所示。原边变流器的移相角为 α ,副边的移相角为 β 。 \dot{U}_{p1} 为原边变流器输出电压、 \dot{i}_{p1} 为电流, \dot{U}_{p1} 与 \dot{i}_{p1} 的相位差为 φ_p 。 \dot{U}_{s1} 为副边变流器输出电压、 \dot{i}_{s1} 为电流, \dot{U}_{s1} 与 \dot{i}_{s1} 的相位差为 φ_s 。 \dot{U}_{s1} 超前 \dot{U}_{p1} 的相位角为 θ 。

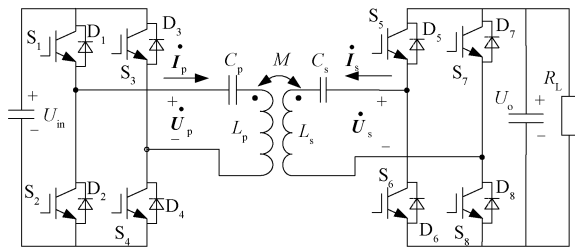


图1 串联补偿型 BIPT 系统

Fig.1 Topology of SS-type BIPT system

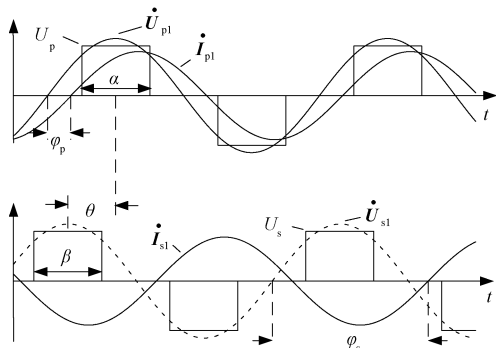


图2 原、副边变流器输出电压电流波形

Fig.2 Waveforms of current and voltage of IPT system

当原、副边直流电压恒定且原、副边线圈均谐振的情况下,副边变流器输出的有功功率 P_s 为^[19, 20]:

$$P_s \approx -\frac{8U_{in}U_o}{\pi^2\omega M} \sin \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\beta}{2} \sin \theta \quad (1)$$

式中, ω 为原、副边线圈的谐振角频率。

副边变流器输出的无功功率 Q_s 为:

$$Q_s \approx \frac{8U_{in}U_o}{\pi^2\omega M} \sin \frac{\alpha}{2} \sin \frac{\beta}{2} \cos \theta \quad (2)$$

根据式(1)和式(2)可得副边变流器输出端功率因数角与原、副边变流器输出电压相位角之间关系如下:

$$\varphi_s = \arccos(-\sin \theta) \quad (3)$$

从式(1)~式(3)可知,副边变流器输出功率与副边变流器输出电压的移相角和相对于电流的相位角有关。当 $\varphi_s = 180^\circ$ 或 0° 时,副边变流器工作于单位功率因数状态;分别对应系统正向能量传输和反向能量传输。通过调节副边变流器输出电压的移相角可以调节系统输出功率的大小。因此,原边变流器输出电压固定,通过调节副边变流器输出电压的移相角和相对于电流的功率因数角可以调节BIPT系统输出功率的大小和方向^[12, 20]。

2.2 能量双向传输切换

当原边变流器和副边变流器同时工作时,副边

变流器输出电压的频率必须与原边变流器输出电压的频率相同,否则原、副边变流器之间会产生能量振荡^[8]。

使副边变流器工作频率与原边变流器工作频率相同即为电压同步。原、副边变流器输出电压的同步策略如图 3 所示。

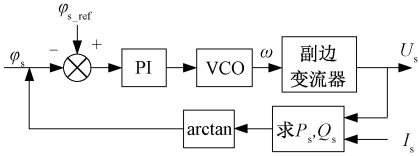


图 3 原、副边变流器输出交流电压的同步策略
Fig.3 Synchronization strategy of AC voltages of primary and secondary converter

根据副边变流器的输出电压和电流计算出有功和无功率,然后计算出副边变流器交流输出端的功率因数角,该功率因数角的参考值与实际值的偏差送入 PI 调节器,PI 调节器的输出送入压控振荡器 (Voltage Controlled Oscillator, VCO) 的输入端, VCO 的输出端产生副边变流器的工作频率。通过调节副边变流器的工作频率来调节副边变流器交流输出端的功率因数角,使得副边变流器输出电压与副边线圈电流的频率相同,相位为 180°或 0°,进而实现原、副边变流器输出电压的同步。

正向能量传输状态时,副边变流器交流输出端功率因数角的参考值设置为 180°;由正向能量传输切换为反向时,将上述功率因数角的参考值设置为 0°,功率因数角由 180°逐渐减小至 0°,功率由负值逐渐变化为正值,系统由正向传输逐渐切换为反向传输。反之亦然。

现有切换方法采用 PQ 同步法和副边变流器输出电压逐渐反相的切换方法,其中 PQ 同步法通过调节副边变流器输出电压的频率来调节输出电压的相位。在切换过程中,现有切换方法存在两个问题:①副边变流器输出电压的频率与原边变流器的频率不相等;②当副边变流器输出功率因数角为 90°左右时,副边变流器输出的无功功率较大。上述两个因素导致现有切换方法功率因数低和电流振荡的问题。

输出功率的调节策略如图 4 所示。输出功率的参考值和实际值的偏差送入 PI 调节器产生副边变流器输出电压的移相角,通过调节移相角来调节副边变流器输出功率的大小。

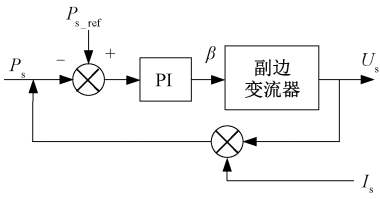


图 4 输出功率的调节策略
Fig.4 Control strategy of output power

3 新型切换控制策略

为解决副边变流器交流输出端的功率因数小和线圈电流振荡的问题,采用线圈电流跟踪控制和副边变流器输出电压的移相角先减小到零,然后输出电压立即反相,移相逐渐增加的切换控制策略。

(1) 正向能量传输状态

副边线圈电流跟踪控制波形如图 5 所示。其中, TBCTR 是载波计数值, U_s 是副边变流器输出电压, β 是副边电压移相角。系统稳定工作时,副边频率与原边频率相同,所以通过检测副边频率可以获得原边变流器的工作频率;副边频率通过检测副边线圈电流的过零点获得。具体地,当副边线圈电流负向过零时,载波计数器置零并开始计数,可以实现载波与副边线圈电流的同频反相。

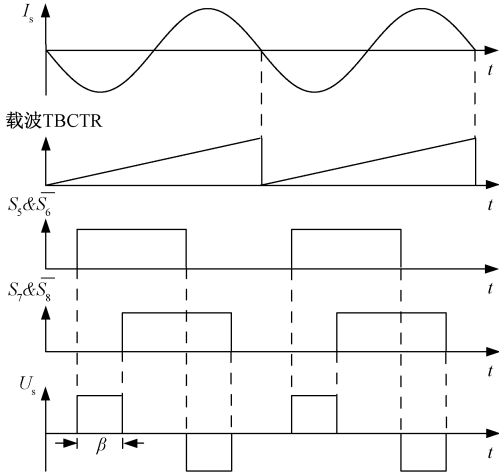


图 5 正向能量传输状态副边线圈电流跟踪控制波形
Fig.5 Secondary current tracking control method in forward power transfer state

因此,通过调节副边变流器输出电压与载波之间的相位,可以调节副边变流器输出电压与电流之间的相位。当给定副边变流器输出电压与载波之间的相位差为 0°且移相角 $\beta > 0^\circ$ 时,副边变流器输出电压与电流之间的相位差为 180°,实现正向能量传输状态。

(2)反向能量传输状态

当给定副边变流器输出电压与载波之间的相位差为 0° 且移相角 $\beta < 0^\circ$ 时,副变流器输出电压与电流实际的相位差为 0° ,与给定副边变流器输出电压与载波之间的相位差为 180° ,且移相角 $\beta > 0^\circ$ 时得到的副边变流器输出电压一致,实现反向能量传输状态。副边线圈电流跟踪控制波形如图 6 所示。

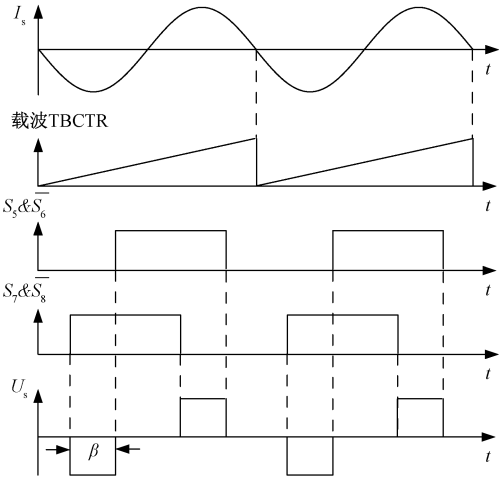


图 6 反向能量传输状态副边线圈电流跟踪控制波形
Fig.6 Secondary current tracking control method in reverse power transfer state

通过以上分析可知,副边变流器输出电压的移相角大于 0° ,实现正向能量传输状态,副边变流器输出电压的移相角小于 0° ,实现反向能量传输状态,因此,可以通过移相角的正和负来控制 BIPT 系统能量传输的方向。当 BIPT 系统由正向能量传输切换为负向时,副边变流器输出电压的移相角由正的给定值逐渐减小至 0,然后负向增加至负的给定值,反之亦然。

所提切换方法采用电流跟踪同步法和副边变流器输出电压先减小至 0,然后立即反相,再逐渐增加的切换方法,其中电流跟踪同步法根据副边线圈电流的频率设置副边变流器的频率。在切换过程中,副边变流器输出电压的频率始终与原边变流器的频率相同,而且副边变流器输出的无功功率较小。因此,所提切换方法功率因数较高,且没有电流振荡。

BIPT 系统处于正向能量传输状态时,由副边变流器输出电压的移相角来调节输出功率的大小。同样地,若以输出功率的负值表示反向传输功率,则输出功率随副边变流器输出电压的移相角单调递增;BIPT 系统处于反向能量传输状态时,也可以由副边

变流器输出电压的移相角的大小来调节输出功率的大小。输出功率控制策略如图 7 所示。

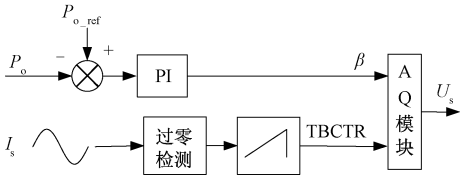


图 7 输出功率控制策略
Fig.7 Proposed control strategy of output power

BIPT 系统输出功率的参考值与实际值的偏差送入 PI 调节器,PI 调节器的输出作为副边变流器输出交流电压的移相角。当 BIPT 系统输出功率的参考值大于零时,PI 调节器产生正的移相角,BIPT 系统处于正向能量传输状态;当 BIPT 系统输出功率的参考值小于零时,PI 调节器产生负的移相角,BIPT 系统处于反向能量传输状态。当 BIPT 系统输出功率的参考值由正值变为负值时,PI 调节器输出的移相角由正值逐渐减小至 0 后负向增加,实现由正向能量传输状态切换为反向能量传输状态。这里,只需要一个功率调节器,不需要再设置相位调节器,控制器的结构更简单。

4 实验验证

实验平台如图 8 所示。参数如表 1 所示。



图 8 实验样机图
Fig.8 Prototype of IPT system

表 1 系统参数

Tab.1 Circuit parameters

参数	数值
原边线圈电感/ μH	24.330 2
原边线圈电阻/ Ω	0.065 39
原边线圈补偿电容/ μF	1.232 0
互感/ μH	14.200 1
副边线圈电感/ μH	1 029.222
副边线圈电阻/ Ω	0.492 0
副边线圈补偿电容/ μF	0.029 032
工作频率/kHz	29.069 8

耦合机构输入端电压幅值 15 V,副边变流器输

出直流电压 56 V, 副边变流器输出电压移相角 180° , 采用既有的切换方法, 由正向能量传输切换为反向时, 副边变流器输出电压和电流波形如图 9 所示。图 9 (a) 是完整切换过程的波形, t_2 时刻为切换起始点, t_4 时刻为切换结束点, t_2 时刻前为正向能量传输状态, $t_2 \sim t_4$ 时间段为切换过程, t_4 时刻后为反向能量传输状态。图 9 (b) 是切换过程副边线圈电流放大波形, t_6 时刻的电流幅值为 6.72 A, t_7 时刻的电流幅值为 8.68 A, t_6 至 t_7 时刻电流幅值的平均值为 7.7 A, 电流幅值的波动量为 1.96 A, 波动率 $1.96/7.7=21.9\%$ 。 t_1 时刻为正向能量传输状态波形, 如图 9 (c) 所示。 t_3 时刻为切换过程波形, 如图 9 (d) 所示。电压超前电流 $-8.82 \mu\text{s}$, -92.3° , 功率因数 -0.04 。 t_5 时刻为反向能量传输状态波形, 如图 9 (e) 所示。

由反向能量传输状态切换为正向能量传输状态时, 副边变流器输出电压和电流波形如图 10 所示。图 10 (a) 是完整切换过程的波形, t_1 时刻为切换起始点, t_3 时刻为切换结束点, t_1 时刻前为反向能量传输状态, $t_1 \sim t_3$ 时间段为切换过程, t_3 时刻后为正向能量传输状态。图 10 (b) 是切换过程副边线圈电流放大波形, t_4 时刻的电流幅值为 10.07 A, t_5 时刻的电流幅值为 3.19 A, $t_4 \sim t_5$ 时刻电流幅值的平均值为 6.63 A, 电流幅值的波动量为 6.88 A, 波动率 $6.88/6.63=103.8\%$ 。 t_2 时刻为切换过程波形, 如图 10 (c) 所示。电压超前电流 $-9.37 \mu\text{s}$, -98.06° , 功率因数 -0.14 。

从图 9 和图 10 的实验结果可以看出, 采用现有切换方法时, 能量传输状态的切换过程中, 副边变流器输出电流振荡严重, 波动率 $21.9\% \sim 103.8\%$, 功率因数在 $-0.14 \sim -0.04$ 。

耦合机构输入端电压幅值 38 V, 副边变流器输出直流电压 140 V, 副边变流器输出电压移相角 180° 。采用提出的切换方法, 由正向能量传输切换为反向时, 副边变流器输出电压和电流波形如图 11 所示。图 11 (a) 是完整切换过程的波形, t_2 时刻为切换起始点, t_4 时刻为切换结束点, t_2 时刻前为正向能量传输状态, $t_2 \sim t_4$ 时间段为切换过程, t_4 时刻后为反向能量传输状态。图 11 (b) 是切换过程副边线圈电流放大波形, t_6 时刻的电流幅值为 16 A, t_7 时刻的电流幅值为 18.2 A, $t_6 \sim t_7$ 时刻电流幅值的平均值为 17.1 A, 电流幅值的波动量为 2.2 A, 波动率 $2.2/17.1=12.9\%$ 。 t_1 时刻为正向能量传输状态波

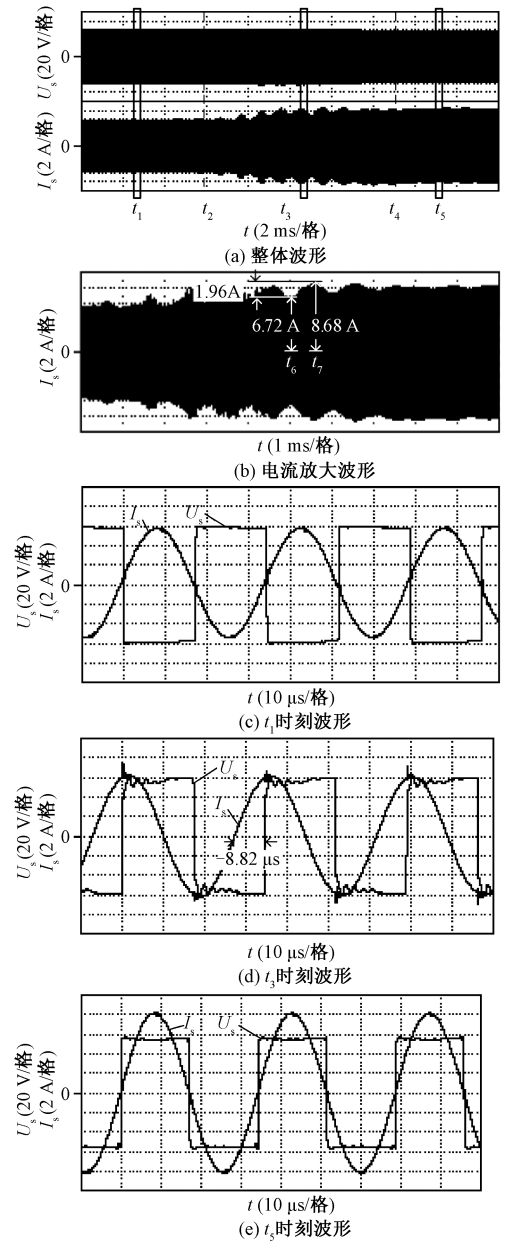


图 9 正向切换为反向过程, 副边变流器交流端输出电压和电流实验波形 (现有方法)

Fig.9 Measured AC voltage and current of secondary converter when switching forward state to reverse state with existing method

形, 如图 11 (c) 所示。 t_3 时刻为切换过程波形, 如图 11 (d) 所示。电压超前电流 $-16.57 \mu\text{s}$, 173.41° , 功率因数 -0.99 。 t_5 时刻为反向能量传输状态波形, 如图 11 (e) 所示。

由反向能量传输状态切换为正向能量传输状态时, 副边变流器输出电压和电流波形如图 12 所示。图 12 (a) 是完整切换过程的波形, t_1 时刻为切换起始点, t_3 时刻为切换结束点, t_1 时刻前为反向能量传

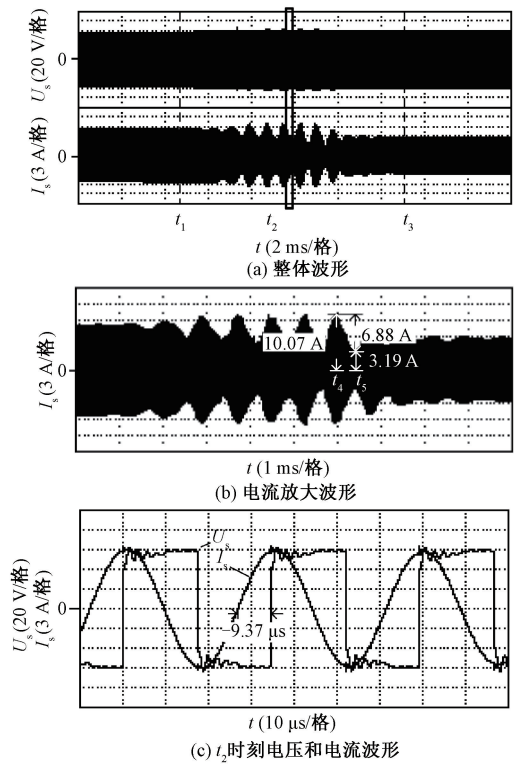


图 10 反向切换为正向过程,副边变流器交流端输出电压和电流实验波形(现有方法)

Fig.10 Measured AC voltage and current of secondary converter when switching reverse state to forward state with existing method

输状态, $t_1 \sim t_3$ 时间段为切换过程, t_3 时刻后为正向能量传输状态。图 12(b) 是切换过程副边线圈电流放大波形, t_4 时刻的电流幅值 18.35 A, t_5 时刻的电流幅值为 15.85 A, $t_4 \sim t_5$ 时刻电流幅值的平均值 17.1 A,电流幅值的波动量为 2.5 A,波动率 $2.5/17.1=15\%$ 。 t_2 时刻为切换过程波形,如图 12(c) 所示。电压超前电流为 $0.76 \mu\text{s}$, 7.95° ,功率因数 0.99。

从图 11 和图 12 的实验结果可以看出,采用提出的切换方法时,能量传输状态的切换过程中,副边变流器输出电流波动较小,仅为 12.9%~15%,功率因数较高达到 0.99。

上述实验结果表明,与现有切换方法相比,采用所提切换方法后,正向能量传输切换至反向能量传输过程中,副边线圈电流波动率降低 9%,副边变流器功率因数提高 0.95;反向能量传输切换至正向能量传输过程中,副边线圈电流波动率降低 88.8%,副边变流器功率因数提高 0.85。实验结果证明了所提切换方法的有效性。

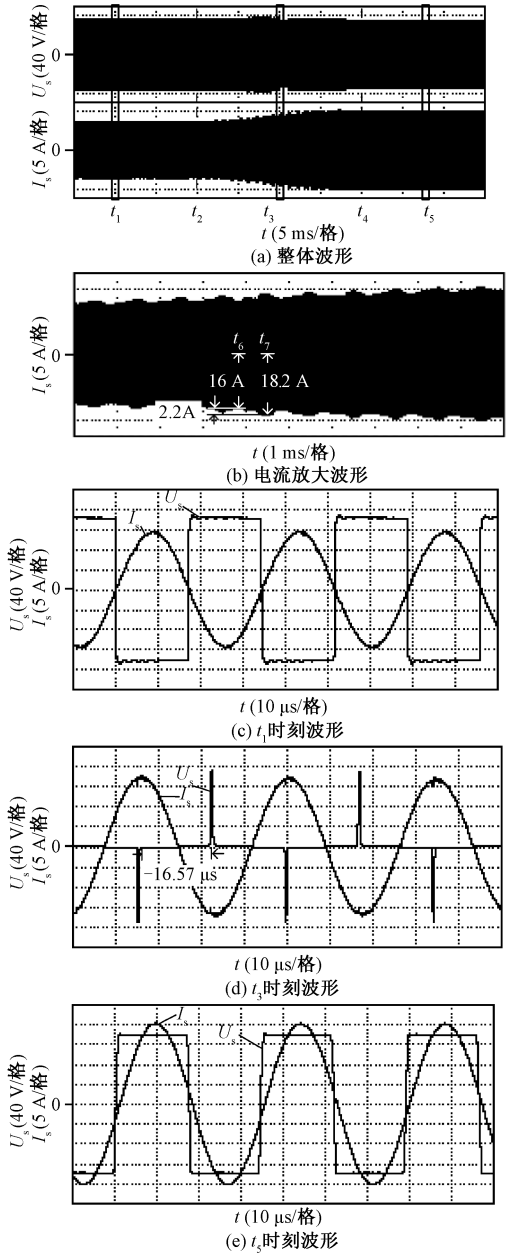


图 11 正向切换为反向过程,副边变流器交流端输出电压和电流实验波形(提出方法)

Fig.11 Measured AC voltage and current of secondary converter when switching forward state to reverse state with proposed method

5 结论

提出了一种线圈电流跟踪控制和副边变流器输出电压移相角控制策略,有效降低了电流波动、极大提高了功率因数。通过副边线圈电流的过零点实现了副边变流器输出电压频率和相位的控制,通过移相角的正和负控制了 BIPT 系统能量传输的方向,

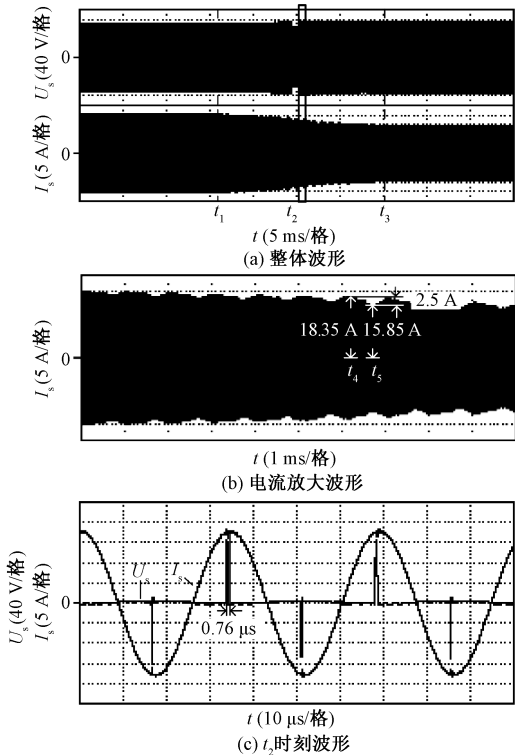


图 12 反向切换为正向过程,副边变流器交流端输出电压和电流实验波形(提出方法)

Fig.12 Measured AC voltage and current of secondary converter when switching reverse state to forward state with proposed method

通过移相角的大小调节了 BIPT 系统输出功率的大小。所提切换方法只需调节副边电压移相角,不需调节副边电压相位角,控制系统结构简单。

结果表明,与现有切换方法相比,采用所提方法后,正向能量传输切换至反向能量传输过程中,副边线圈电流的波动率降低了 9%,副边变流器的功率因数提高了 0.95;反向能量传输切换至正向能量传输过程中,副边线圈电流的波动率降低了 88.8%,副边变流器的功率因数提高了 0.85。

参考文献 (References):

[1] Cai H, Shi L M, Zhang Z H, et al. Output voltage control of movable contactless power transfer for linear induction motor [A]. International Symposium on Linear Drives for Industry Applications [C]. Hangzhou, China, 2013. 698-703.

[2] 何耀,周瑞娟,刘新天,等 (He Yao, Zhou Ruijuan, Liu Xintian, et al.). 基于 V2G 无线充电双向直流变压器的补偿研究 (Research on compensation of bidirectional DC transformer based on V2G wireless charging)

[J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2018, 52 (11): 5-7, 25.

[3] 刘晨蕾,刘鑫 (Liu Chenlei, Liu Xin). 多移相角控制的双向无线输电系统 (Bidirectional wireless power transfer system controlled by multiple phase shifting angles) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2018, 52 (3): 29-31.

[4] 谭林林,颜长鑫,刘志仁,等 (Tan Linlin, Yan Changxin, Liu Zhiren, et al.). 多单元耦合的能量双向无线馈动系统分析及控制策略 (Analysis of multi-unit coupling bi-directional wireless transfer system and its control scheme) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (2): 38-45.

[5] 陈凯楠,赵争鸣,刘方,等 (Chen Kainan, Zhao Zhengming, Liu Fang, et al.). 电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析 (Analysis of resonant topology for bi-directional wireless charging of electric vehicle) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (2): 66-72.

[6] 侯春,朱旺,水恒琪,等 (Hou Chun, Zhu Wang, Shui Hengqi, et al.). 基于 LCL-LC/LCL 混合补偿的多电动汽车恒流恒压无线充电系统特性分析 (Characteristic analysis of constant current and voltage wireless charging system for multi-electric vehicles based on LCL-LC/LCL hybrid compensation) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 58-68.

[7] 赵靖英,赵纪新,邢英翔,等 (Zhao Jingying, Zhao Jixin, Xing Yingxiang, et al.). 多初级绕组串联的动态无线电能传输系统设计与特性分析 (Design and characteristics analysis on dynamic wireless power transfer system with multi-serial primary coils) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (7): 67-74.

[8] Thrimawithana D J, Madawala U K, Neath M. A P&Q based synchronization technique for bi-directional IPT pick-ups [A]. 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems [C]. Singapore, 2011. 40-45.

[9] Neath M. Bidirectional inductive power transfer system: Analysis and control [D]. Auckland: The University of Auckland, 2013.

[10] Thrimawithana D J, Madawala U K, Neath M, et al. A sense winding based synchronization technique for bi-directional IPT pick-ups [A]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. 2011. 1405-1410.

[11] Thrimawithana D J, Madawala U K, Neath M. A synchronization technique for bidirectional IPT systems [J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (1): 301-309.
- [12] Tang Y, Chen Y, Madawala U K, et al. A new controller for bi-directional wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (10): 9076-9087.
- [13] Thrimawithana D J, Madawala U K. A contactless bi-directional power interface for plug-in hybrid vehicles [A]. 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference [C]. Dearborn, Michigan, 2009. 396-401.
- [14] Madawala U K, Thrimawithana D J. A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 (10): 4789-4796.
- [15] 周冀龙 (Zhou Jilong). 基于 V2G 的无线功率传输变换器研究 (Research on wireless power transfer converter based on V2G) [D]. 柳州: 广西科技大学 (Liuzhou: Guangxi University of Science and Technology), 2019.
- [16] Xu Chong, Wang Songcen, Zhang Xiaoming, et al. Dynamic modeling of bidirectional inductive power transfer systems [A]. 2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications [C]. Xi'an, China, 2019.
- [17] Weearsinghe S, Thrimawithana D J, Madawala U K. Modeling bidirectional contactless grid interfaces with a soft DC-Link [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (7): 3528-3541.
- [18] Saranga W. Wireless grid integration of electric vehicles with two-way power flow: New concepts [D]. Auckland: The University of Auckland, 2017.
- [19] Lei Z, Thrimawithana D J, Madawala U K, et al. Performance optimization of LC bi-directional inductive power transfer system [A]. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC) [C]. Fortaleza, Brazil, 2015. 1-6.
- [20] Nguyen B X, Vilathgamuwa D M, Foo G H B, et al. An efficiency optimization scheme for bidirectional inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6310-6319.

Switching control strategy of energy transmission of bidirectional inductive power transfer system

JIANG Long-bin^{1,2,3}, SHI Li-ming^{1,2}, YIN Zheng-gang^{1,2}

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: BIPT (bidirectional inductive power transfer) system for traffic vehicles can feedback the braking energy of vehicles to the primary side and reduce the energy consumption of vehicles. In the case that there are no communication and no detection coil between the primary and secondary side, the existing energy transmission switching method is that the phase shift angle of the output voltage of the secondary side converter is unchanged, and its phase with respect to its current is gradually reversed. There are problems that the power factor of the secondary side converter is too low and the secondary coil current oscillates. In this paper, a switching control strategy of energy transmission state is proposed, in which the coil current tracking control is used and the phase-shift angle of the output voltage of the secondary converter is first reduced to zero and then the output voltage is immediately reversed and the phase-shift angle is gradually increased. The secondary side controller controls the frequency and phase of the output AC voltage of the secondary side converter according to the zero crossing signal of the secondary side coil current. The positive and negative phase-shifting angle of the output AC voltage of the secondary converter controls the direction of energy transmission of the system, and the phase-shifting angle controls the amount of energy transmission of the system. The experimental results show that, compared with the existing switching methods, the proposed switching strategy can reduce the current fluctuation rate of the secondary coil by at least 9% and improve the power factor of the AC output end of the secondary converter by 0.85.

Key words: inductive power transfer; bidirectional power transfer; switching strategy; current oscillation