

实现输入电流连续的优化型Y源逆变器

刘鸿鹏, 卢 壮

(东北电力大学 现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室, 吉林 吉林 132012)

摘要:传统Y源逆变器输入电流断续,同时耦合电感漏感会导致直流母线电压尖峰和电压增益的降低。为此提出了一种优化型Y源逆变器,能够实现连续的输入电流并抑制耦合电感漏感对逆变器性能的影响,降低了启动冲击电流,减小了母线电压尖峰和磁芯的尺寸。相比传统Y源逆变器,在相同的电压增益下,优化型Y源逆变器的直通占空比更低,从而增大了调制比范围,提高了输出电压波形质量。使用解析计算方法详细分析了耦合电感漏感引起的逆变器直通占空比丢失问题。最后,通过与传统Y源逆变器进行仿真和实验比较,验证了优化型Y源逆变器的优越性。

关键词:阻抗源逆变器;Y源逆变器;耦合电感;电压应力;电流应力

中图分类号:TM 464

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202201017

0 引言

相比于传统的电压源型逆变器和电流源型逆变器,以Z源逆变器为代表的阻抗源逆变器具有许多优势^[1-3]。这一类逆变器通过逆变桥的直通进行升压,可以在单级电路实现升压和逆变功能,节省了开关管及其相应的驱动电路和散热器上的开支。因而近年来,阻抗源逆变器受到了学者们的广泛关注,同时改进的Z源逆变器拓扑结构被相继提出^[4]。准Z源逆变器在不增加器件的情况下实现了连续的输入电流^[5];开关电感型Z源逆变器可以通过增加开关电感电路提高电路的升压比^[6];Extend-Z源逆变器通过增加阻抗网络的级数来增强升压性能^[7]。尽管上述拓扑对于Z源逆变器的性能有一定程度的提升,但是一些拓扑的升压比并没有得到提高,而另一些拓扑则是以增加储能元件为代价,均不具有太大的推广应用价值。

为了解决以上问题,学者们提出了一系列具有耦合电感型的阻抗源逆变器,主要包括中心抽头电感型Z源逆变器^[8]、trans-Z源逆变器^[9]、T源逆变器^[10]、LCCT-Z源逆变器^[11]以及Γ-Z源逆变器^[12]。这些逆变器由于在电路拓扑中引入了耦合电感,其升压比受到耦合电感匝数比的影响。因此,耦合电感型的阻抗源逆变器可以通过调整匝数比来提升在特定直通占空比下的升压系数,同时不需要增加额外的元器件。但是上述拓扑均采用双绕组耦合电感,在高升压比的场合下,对耦合电感匝数比的设计精度的要求较为严苛,耦合电感制作较为困难。Y源逆变器^[13]综合了其他各种阻抗源逆变器的优势。利

用三端耦合电感传递能量,匝数比设计更加灵活,可以根据应用场景的需要对电路进行定制,适用范围更广^[14]。因此在这些耦合电感型阻抗源逆变器中,Y源逆变器是具有实用价值和研究意义的拓扑结构。然而,传统Y源逆变器输入电流不连续,严重影响了逆变器的效率和工作特性。该拓扑还具有很大的启动冲击电流^[15],难以保证逆变桥安全运行。此外,电路拓扑中的耦合电感漏感会在直流母线上引起大的电压尖峰,从而易使功率器件在开关时超出安全工作区范围,损坏功率器件。上述问题限制了Y源逆变器的推广应用,也违背了耦合电感型阻抗源逆变器设计的初衷。

为此,本文提出了一种优化型Y源逆变器。该新型逆变器继承了传统Y源逆变器的所有优点,同时实现了输入电流的连续性,具有抑制Y源逆变器中启动冲击电流的能力,而且还能够在相同的直通占空比下获得更高的电压增益以及更小的磁芯尺寸。此外,该电路还能够在一定程度上减小耦合电感漏感所导致的直流母线电压尖峰,使得电路可以在更高的输出电压下安全运行。

1 工作原理

图1为本文提出的优化型Y源逆变器的拓扑结构。与传统Y源逆变器相比,优化型Y源逆变器保留了耦合电感 L_1-L_3 (匝数比为 $N_1:N_2:N_3$)和电容 C_1 ,额

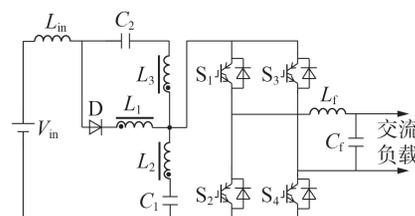


图1 优化型Y源逆变器

Fig.1 Optimized Y-source inverter

收稿日期:2021-02-28;修回日期:2021-11-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51977045)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51977045)

外增加了输入电感 L_{in} 和电容 C_2 。同时,耦合电感的公共端与直流母线的一端相连。需要注意的是,耦合电感的同名端与传统Y源逆变器不同。图1中, V_{in} 为输入电压; L_f 和 C_f 分别为滤波电感和滤波电容。

与其他阻抗源逆变器一样,优化型Y源逆变器存在2种工作模式,分别为直通ST(Shoot-Through)模式和非直通NST(Non-Shoot-Through)模式,相应的等效电路如图2所示。为了简化分析,逆变桥和交流负载被等效为一个开关SW和一个电流源 I_o 并联的形式。逆变桥的ST和NST则被分别等效为开关SW的开通和关断。假设所有开关器件均为理想器件,电容和电感的值无穷大。需要注意的是,励磁电感并不是一个实际电感,而是三端耦合电感的等效励磁电感。

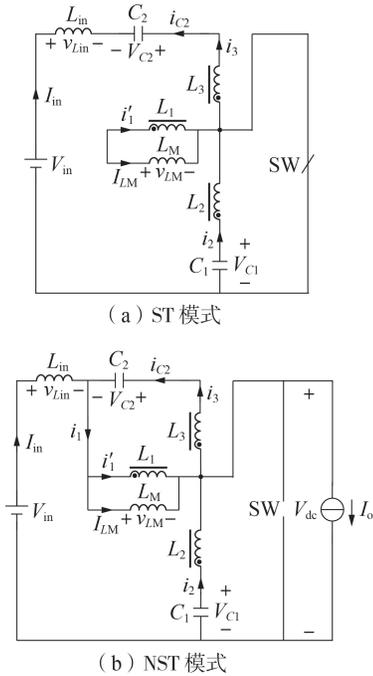


图2 优化型Y源逆变器的等效电路
Fig.2 Equivalent circuits of optimized Y-source inverter

如图2(a)所示,在ST模式下,开关SW闭合,二极管D反偏,电容 C_1 和 C_2 放电,耦合电感被电容 C_1 的电压 V_{C1} 箝位,同时输入电感 L_{in} 和励磁电感 L_M 被充电。由基尔霍夫电压定律(KVL)可得:

$$v_{LM(ST)} = n_{12} V_{C1} \quad (1)$$

$$v_{Lin(ST)} = V_{in} + V_{C2} + n_{32} V_{C1} \quad (2)$$

式中: $v_{LM(ST)}$ 、 $v_{Lin(ST)}$ 分别为ST模式下 L_M 和 L_{in} 的电压; V_{C2} 为电容 C_2 的电压; $n_{12} = N_1/N_2$; $n_{32} = N_3/N_2$ 。

由基尔霍夫电流定律(KCL)和耦合电感电流关系,可得:

$$i_3 = -I_{in} \quad (3)$$

$$i'_1 = -I_{LM} \quad (4)$$

$$n_{12} i'_1 + i_2 + n_{32} i_3 = 0 \quad (5)$$

式中: i'_1 、 i_2 、 i_3 为耦合电感电流; I_{in} 为输入电流; I_{LM} 为励磁电感电流。

如图2(b)所示,在NST模式下,开关SW关断,二极管D导通,电容 C_1 和 C_2 充电,而输入电感 L_{in} 和励磁电感 L_M 放电。耦合电感被电容电压 V_{C2} 箝位,因此由KVL可以获得如下电压表达式:

$$v_{LM(NST)} = -\frac{n_{12}}{n_{12} + n_{32}} V_{C2} \quad (6)$$

$$v_{Lin(NST)} = V_{in} + \frac{n_{12} - 1}{n_{12} + n_{32}} V_{C2} - V_{C1} \quad (7)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{n_{12} + n_{32}} V_{C2} + V_{C1} \quad (8)$$

式中: $v_{LM(NST)}$ 、 $v_{Lin(NST)}$ 分别为NST模式下 L_M 和 L_{in} 的电压; V_{dc} 为直流母线电压。

同样,由KCL和耦合电感电流关系可得:

$$i_2 = I_o - I_{in} \quad (9)$$

$$i'_1 + I_{LM} - i_3 = I_{in} \quad (10)$$

$$n_{12} i'_1 + i_2 + n_{32} i_3 = 0 \quad (11)$$

结合式(1)~(11),根据电感 L_{in} 和 L_M 的伏秒平衡原理以及电容 C_1 和 C_2 的安秒平衡原理,可得电容电压、电感电流和直流母线电压的表达式如下:

$$V_{C1} = \frac{1-d}{1-(1+K)d} V_{in} \quad (12)$$

$$V_{C2} = \frac{dK}{1-(1+K)d} V_{in} \quad (13)$$

$$I_o = \frac{1-(1+K)d}{1-d} I_{in} \quad (14)$$

$$I_{LM} = I_{in} \quad (15)$$

$$V_{dc} = \frac{1}{1-(1+K)d} V_{in} \quad (16)$$

式中: d 为直通占空比; $K = (N_1 + N_3)/N_2$,为优化型Y源逆变器的绕组因数。

定义升压比 B 为:

$$B = \frac{V_{dc}}{V_{in}} = \frac{1}{1-(1+K)d} \quad (17)$$

交流输出电压峰值 \hat{V}_o 可以表示为:

$$\hat{V}_o = BMV_{in} \quad (18)$$

式中: M 为调制比。

根据式(17)以及逆变器调制策略的限制, d 和 M 的范围如下:

$$0 < d < 1/(1+K), 0 < M < 1-d \quad (19)$$

由文献[13]可以得到传统Y源逆变器的升压比表达式为 $B = 1/(1-Kd)$,对比式(17)可以看出:当绕组因数 K 和直通占空比 d 一致的情况下,优化型Y源逆变器具有更好的升压能力。换言之,当2个拓扑的升压比 B 和绕组因数 K 相同时,优化型Y源逆变器能够选取更小的直通占空比,意味着可以获得更

大的调制比和更好的输出波形质量。表1为不同匝数比下优化型Y源逆变器的升压比表达式,表中 d_{\max} 为最大允许直通占空比。每种升压比的情况都对应着多种不同的电感缠绕方式,这使得优化型Y源逆变器的设计方式十分灵活,可以根据具体的应用需求对缠绕方式进行调整。

表1 不同匝数比下的优化型Y源逆变器升压比表达式

Table 1 Expressions of voltage gain of optimized Y-source inverter with different turns ratios

K	d_{\max}	B	$N_1:N_2:N_3$
2	1/3	1/(1-3d)	1:1:1,1:2:3,1:3:5
3	1/4	1/(1-4d)	1:1:2,3:2:3,4:3:5
4	1/5	1/(1-5d)	2:1:2,3:2:5,5:2:3
5	1/6	1/(1-6d)	3:1:2,2:1:3,5:2:5
6	1/7	1/(1-7d)	4:1:2,5:2:7,3:1:3
7	1/8	1/(1-8d)	5:1:2,2:1:5,3:1:4

2 运行特性分析

2.1 启动冲击电流分析

Y源逆变器启动时,直流母线电压为:

$$V_{dc} = -\frac{N_3 - N_2}{N_1 + N_2} V_{in} \quad (20)$$

由于Y源逆变器的匝数必须满足 $N_3 > N_2 > 0$,根据式(20)可得 $V_{dc} < 0$ 。此时逆变桥中反并联二极管导通,耦合电感 L_2 、 L_3 、电容 C_1 与逆变桥二极管会构成回路,流经巨大的冲击电流,可能导致逆变桥开关器件的损坏。

在优化型Y源逆变器的启动阶段,由于输入电感 L_{in} 的存在,启动电流得以缓冲。此时,电源通过 L_{in} 和二极管D为电容 C_1 充电,耦合电感和电容 C_2 上的电压为0,输入电压全部由 L_{in} 承受,因而逆变桥两端不会承受反压,也不会产生巨大的启动冲击电流。

2.2 磁芯尺寸分析

假设逆变器的效率为100%,则输出功率和输入功率相等,均为 P ,此时有:

$$P = V_{in} I_{in} \quad (21)$$

在ST模式下,由于二极管D断开,流过 L_1 的电流为0,流过 L_3 的电流与输入电流大小相等、方向相反,流过 L_2 的电流则可以通过耦合电感电流关系得到。因此,可以得到如下表达式:

$$i_{1(ST)} = 0 \quad (22)$$

$$i_{2(ST)} = KP/V_{in} \quad (23)$$

$$i_{3(ST)} = -P/V_{in} \quad (24)$$

式中: $i_{j(ST)}$ ($j=1,2,3$)为ST模式下的耦合电感电流。

在NST模式下,耦合电感电流可以通过KCL方程和耦合电感电流关系得到,分别为:

$$i_{1(NST)} = \frac{1}{1-d} \frac{P}{V_{in}} \quad (25)$$

$$i_{2(NST)} = \frac{-Kd}{1-d} \frac{P}{V_{in}} \quad (26)$$

$$i_{3(NST)} = \frac{d}{1-d} \frac{P}{V_{in}} \quad (27)$$

式中: $i_{j(NST)}$ ($j=1,2,3$)为NST模式下的耦合电感电流。

进一步得到耦合电感电流的方均根值为:

$$i_{1,rms} = \frac{P}{V_{in}} \sqrt{\frac{1}{1-d}} \quad (28)$$

$$i_{2,rms} = K \frac{P}{V_{in}} \sqrt{\frac{d}{1-d}} \quad (29)$$

$$i_{3,rms} = \frac{P}{V_{in}} \sqrt{\frac{d}{1-d}} \quad (30)$$

式中: $i_{j,rms}$ ($j=1,2,3$)为耦合电感电流在一个周期内的方均根值。

根据耦合电感磁芯尺寸和耦合电感电流的关系^[16],可得:

$$S_{coupled} \propto \sum_{j=1}^3 N_j^2 i_{j,rms}^2 = \left(\frac{P}{V_{in}} \right)^2 \frac{N_1^2 + dK^2 N_2^2 + dN_3^2}{1-d} \quad (31)$$

式中: $S_{coupled}$ 为耦合电感磁芯尺寸。

根据输入电感磁芯尺寸和输入电流的关系,可得:

$$S_{Lin} \propto N^2 (P/V_{in})^2 \quad (32)$$

式中: S_{Lin} 为输入电感磁芯尺寸; N 为输入电感的绕组匝数。式(31)和式(32)可用于指导优化型Y源逆变器的电感设计。

2.3 电压和电流应力分析

传统Y源逆变器和优化型Y源逆变器各器件承受的电压及电流应力对比如表2所示。表中, K_c 和 d_c 分别为传统Y源逆变器的绕组因数和直通占空比; V_D 为二极管D的电压; $i_{1,peak}$ — $i_{3,peak}$ 为耦合电感峰值电流; i_{ST} 为ST模式下的母线电流。当传统Y源逆变器和优化型Y源逆变器的升压比和直通占空比取相同值时,两者的绕组因数满足如下关系: $K = K_c - 1$ 。此时可以看出,优化型Y源逆变器中电容 C_1 和二极管D的电压和传统Y源逆变器的相等,而耦合电感峰值电流要比传统Y源逆变器中的更小,在ST模式

表2 电压和电流应力对比

Table 2 Comparison of voltage and current stresses

参数	表达式	
	传统Y源逆变器	优化型Y源逆变器
B	$1/(1-K_c d_c)$	$1/[1-(K+1)d]$
V_{C1}	$(1-d_c)BV_{in}$	$(1-d)BV_{in}$
V_{C2}		$KdBV_{in}$
V_D	$-(K_c - 1)BV_{in}$	$-KBV_{in}$
$i_{1,peak}$	$P/[V_{in}(1-d_c)]$	P/V_{in}
$i_{2,peak}$	$-K_c P/V_{in}$	KP/V_{in}
$i_{3,peak}$	$K_c P/V_{in}$	$-P/V_{in}$
i_{ST}	$K_c P/V_{in}$	$(K+1)P/V_{in}$

下母线电流和传统Y源逆变器的相等。

综上,优化型Y源逆变器中各器件的电压应力和开关管电流应力与传统Y源逆变器的相等,而耦合电感上的电流应力则小于传统Y源逆变器,耦合电感磁芯尺寸能够得到极大的减小。同时,额外增加的电容 C_2 承受的电压应力低于 C_1 ,因此不需要对 C_2 的耐压能力提出很高的要求。

2.4 寄生参数效应分析

寄生参数的存在会在直流母线上引起母线电压尖峰,同时还会造成直通占空比损失,导致升压比降低^[17-18],从而限制了耦合电感型阻抗源逆变器的推广。三端耦合电感作为优化型Y源逆变器的核心器件,其参数对逆变器的性能会产生很大影响。文献[19]分析了耦合电感中漏感对Y源逆变器的影响,但仅进行了粗略估计。为此,本文将对漏感的影响进行解析计算,详细分析漏感对电路造成的影响,并进一步说明优化型Y源逆变器对漏感的抑制作用。

优化型Y源逆变器的暂态过程如附录A图A1所示。当逆变器在ST模式和NST模式之间转换时,漏感的存在将影响逆变器的正常工作,此时就需要考虑耦合电感漏感对电路的影响。以图A1(a)所示的NST模式向ST模式过渡为例,开关瞬间闭合,但是由于二极管自身特性不能瞬时关断,因此形成了一个过渡状态如附录A图A2所示。由KVL可得:

$$V_{in} = v_{Lin} + V_{C1} - V_{C2} - v_{2(T)} - v_{3(T)} - v_{LK2} - v_{LK3} \quad (33)$$

$$0 = V_{C1} - v_{2(T)} - v_{LK2} \quad (34)$$

$$V_{in} = v_{Lin} + V_{C1} + v_{1(T)} - v_{2(T)} + v_{LK1} - v_{LK2} \quad (35)$$

式中: $v_{1(T)} - v_{3(T)}$ 为耦合电感在过渡状态下的电压; $v_{LK1} - v_{LK3}$ 分别为耦合电感漏感 $L_{K1} - L_{K3}$ 的电压。

由式(33)~(35)可以得到 $v_{1(T)}$ 的表达式为:

$$v_{1(T)} = \frac{N_1}{N_2} V_{C1} - \frac{N_1}{N_2} v_{LK2} = -\frac{N_1}{N_1 + N_3} V_{C2} - \frac{N_1}{N_1 + N_3} (v_{LK1} + v_{LK3}) \quad (36)$$

根据式(1)、(6)可知:

$$v_{LM(ST)} = \frac{N_1}{N_2} V_{C1} \quad (37)$$

$$v_{LM(NST)} = -\frac{N_1}{N_1 + N_3} V_{C2} \quad (38)$$

则式(36)可以简化为:

$$v_{1(T)} = v_{LM(ST)} - \frac{N_1}{N_2} v_{LK2} = v_{LM(NST)} - \frac{N_1}{N_2} \frac{v_{LK1} + v_{LK3}}{K} \quad (39)$$

一般情况下,为了获得较高的升压比, K 的取值均很大,且 $v_{LK1} < 0$, $v_{LK2} < 0$, $v_{LK3} > 0$,因此可得 $v_{1(T)} \approx v_{LM(NST)}$,利用 L_1 的伏秒平衡可知,直通时间被缩短为:

$$d'T = dT - (\Delta d_1 T + \Delta d_2 T) < dT \quad (40)$$

式中: d' 为考虑漏感影响的直通占空比; T 为开关周

期; $\Delta d_1 T$ 为由续流状态转换到ST状态时直通时间的损失量; $\Delta d_2 T$ 为由有效状态转换到ST状态时直通时间的损失量。

以续流状态转换到ST状态为例,直通占空比的损失 Δd_1 可表示为:

$$\Delta d_1 = \left| \frac{L_{K1} \Delta i_1}{v_{LK1} T} \right| \quad (41)$$

虽然想精确计算出占空比损失是很困难的,但是可以推导出其表达式,以便于进行拓扑之间的比较。根据式(39)和电感 L_M 的伏秒平衡方程,可得:

$$v_{LK1} = -\frac{(N_1 + N_3) \Delta i_1 L_{K1} V_{in}}{[1 - (K + 1)d] H} \quad (42)$$

$$H = N_2 \Delta i_1 L_{K1} - (N_1 + N_3) \Delta i_2 L_{K2} + N_2 \Delta i_3 L_{K3} \quad (43)$$

式中: $\Delta i_1 - \Delta i_3$ 为流经三端耦合电感的电流变化率。

则有:

$$\Delta d_1 = \left| \frac{[1 - (K + 1)d] H}{(N_1 + N_3) T V_{in}} \right| = \left| \frac{H}{(N_1 + N_3) B T V_{in}} \right| \quad (44)$$

可以看出,直通占空比的损失与升压比成反比,与漏感的大小和耦合电感中电流的变化成正比,与输入电压成反比;同时还和耦合电感匝数比有关。

3 仿真与实验结果

为验证理论分析的正确性,使用Plecs软件分别搭建传统Y源逆变器和优化型Y源逆变器的仿真模型,对比分析2种Y源逆变器的工作性能,并建立优化型Y源逆变器的实验样机来验证拓扑可行性。为实现公平的比较,两者采用同一个三端耦合电感, $N_1:N_2:N_3=1:1:2$,绕组因数 $K=3$ 。为了保证相同的升压比,传统Y源逆变器和优化型Y源逆变器的直通占空比分别设置为0.2和0.15。此外,耦合电感的电感值分别为0.3636 mH、0.3673 mH、1.4151 mH,漏感分别为2.0 μ H、1.8 μ H、7.5 μ H,分别占耦合电感的电感值的0.55%、0.49%和0.53%。具体的系统参数如附录B表B1所示。

3.1 仿真结果

附录B图B1为优化型Y源逆变器仿真模型。图3为2种Y源逆变器的启动波形。由图可见:传统Y源逆变器出现较大的启动冲击电流,同时直流母线电流 I_{sh} 出现负值,说明逆变桥两端承受了反向电压,反并联的二极管导通,流过很大的启动电流,容易导致器件损坏;而优化型Y源逆变器启动时,耦合电感中没有电流通过,电容 C_1 两端的电压和直流母线电流都是0,且增长速度较慢,说明优化型Y源逆变器具有抑制启动冲击电流的能力,而且逆变桥没有出现反向压降,这与前面的理论分析一致。

附录B图B2为2种Y源逆变器的输出电压和电流波形。由图可见,输出电压的峰值要比理论峰

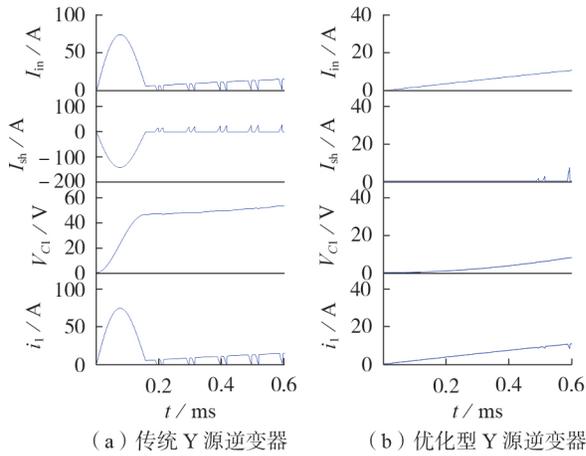


图3 启动时波形

Fig.3 Waveforms at startup

值低,该差值在传统Y源逆变器中体现得更明显,这主要是由漏感引起的直通占空比损失和功率波动导致的。输出功率会在输出电压达到峰值时达到最大值(阻性负载),由于从阻抗网络中吸取的能量过多,母线电压会发生显著的跌落,而输出电压等于母线电压和调制比的乘积,所以此时输出电压也较低。同样输出电流波形上也可以得到相同的结论。附录B图B3为2种Y源逆变器输出电压和输出电流的快速傅里叶变换(FFT)分析图,可以看出优化型Y源逆变器的基波含量更高,波形质量更好。

图4为2种Y源逆变器的耦合电感电流,可以看出流经优化型Y源逆变器三端耦合电感的电流明显小于传统Y源逆变器。这说明优化型Y源逆变器的磁芯尺寸能够得到极大的减小,且与前面的理论分析相符。附录B图B4为直流母线电压以及二极管D上的电压和电流波形,均与理论值相符。其中,二极管电流波形存在二倍工频波动,这是由输入、输出侧功率不匹配所导致的。附录B图B5为2种Y源逆变器相应参数的波形。由图可见,优化型Y源逆变器具有更高的直流母线利用率,且具有更小的电压尖

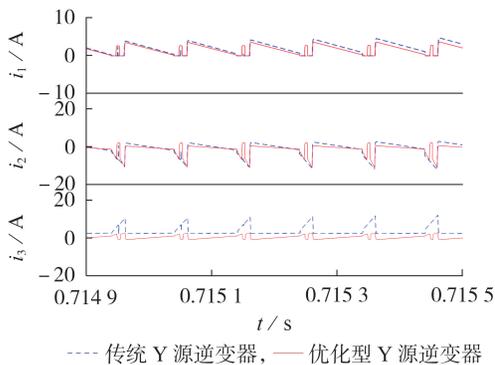


图4 耦合电感电流的仿真波形

Fig.4 Simulative waveforms of coupled inductor current

峰。这进一步证明了优化型Y源逆变器对耦合电感的漏感具有一定的抑制作用。

3.2 实验结果

实验在一个基于DSP TMS320F28335的200 W实验平台上进行,具体如附录B图B6所示。图5为优化型Y源逆变器的输入和输出波形,图中 v_o 、 i_o 分别为输出电压和输出电流,可以看出输入电流是连续的。此外,在输入电压为80 V且调制比为0.8的条件下,逆变器的输出电压峰值为150 V,比理论值低了10 V。这主要是由于耦合电感存在漏感,在NST模式转换到ST模式的瞬间,直通占空比存在一定的损失。

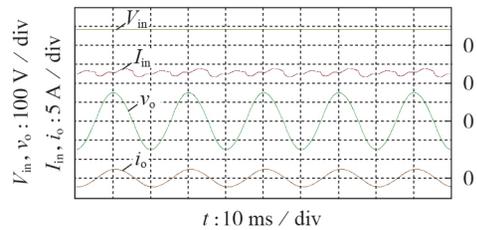
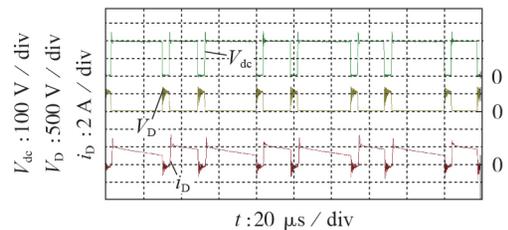
图5 V_{in} 、 I_{in} 、 v_o 和 i_o 的实验波形Fig.5 Experimental waveforms of V_{in} 、 I_{in} 、 v_o and i_o

图6为优化型Y源逆变器的直流母线电压以及二极管D上的电压和电流波形。由图可见,在ST模式向NST模式转换的暂态过程中,直流母线上有电压尖峰且幅值较小(50 V),表明优化型Y源逆变器能够在一定程度上抑制直流母线上的电压尖峰,与前面理论分析的结果一致,体现了优化型Y源逆变器的优越性。根据式(16),直流母线电压的理论值为200 V,符合实验所测量的结果。二极管D上的电压是580 V,与理论计算结果一致。另外,二极管D上的电压在ST状态下存在较为明显的振铃现象,这是由耦合电感中的漏感和二极管寄生电容谐振引起的,谐振发生在二极管D上的电流 i_D (即 i_1)减小到0之后。

图6 V_{dc} 、 V_D 和 i_D 的实验波形Fig.6 Experimental waveforms of V_{dc} 、 V_D and i_D

附录B图B7为优化型Y源逆变器的电容电压,可以看出 $V_{C1}=165$ V、 $V_{C2}=87$ V。该结果与由式(12)和式(13)所计算出的理论计算结果 $V_{C1}=170$ V、 $V_{C2}=90$ V十分接近。优化型Y源逆变器的耦合电感电流

如附录B图B8所示。由于耦合电感 L_2 、 L_3 均与电容串联,因而当电路进入稳态后,电流的正、负积分面积在一个周期内是大致相等的。

4 结论

本文提出了一种含有耦合电感的优化型Y源逆变器,相比于传统Y源逆变器,它具有更高的升压能力和连续的输入电流,消除了启动冲击电流,并减小了磁芯尺寸。在额定输出功率时,直流母线的电压尖峰被限制在了50V以内,从而可以选取耐压低的功率开关器件。此外,通过解析方法详细分析了耦合电感中漏感引起的直通占空比丢失问题。最后,通过仿真和实验结果验证了优化型Y源逆变器运行特性的优越性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 薛阳,李华郁,阚东跃,等. 基于反馈线性化鲁棒控制 μ 方法的准开关升压型逆变器光伏并网策略[J]. 电力系统保护与控制,2017,45(1):47-52.
XUE Yang, LI Huayu, KAN Dongyue, et al. Research on grid-connected control for the quasi-switched Boost inverter of photovoltaic system based on feedback linearization and μ -synthesis method[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(1):47-52.
- [2] 龙军,郑宇琦,卢泉,等. 基于Z源电力弹簧和简化情感控制的微电网电压和频率控制方法[J]. 电力自动化设备,2020,40(4):118-124.
LONG Jun, ZHENG Yuqi, LU Quan, et al. Voltage and frequency control method of microgrid based on Z-source ES and simplified BELBIC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(4):118-124.
- [3] 王剑,孙松松,王传辉,等. 基于Z源网络的UPS逆变器的研究[J]. 电气技术,2016(7):31-35.
WANG Jian, SUN Songsong, WANG Chuanhui, et al. The research on UPS inverter based on Z-source network[J]. Electrical Engineering, 2016(7):31-35.
- [4] 李涛,程启明,程尹曼,等. 基于滑模控制的新型双准Z源NPC型五电平逆变器并网控制策略[J]. 电力自动化设备,2019,39(1):19-26.
LI Tao, CHENG Qiming, CHENG Yiman, et al. Grid connected control strategy of new dual quasi-Z-source five-level NPC inverter based on sliding mode control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(1):19-26.
- [5] 王树文,单硕硕,张洋,等. 改进型准Z源逆变器[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):142-150.
WANG Shuwen, SHAN Shuoshuo, ZHANG Yang, et al. Improved quasi Z source inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(9):142-150.
- [6] 刘孝辉,郑建勇,尤璠,等. 开关电感型Quasi-Z源逆变器[J]. 电力自动化设备,2011,31(9):65-68,99.
LIU Xiaohui, ZHENG Jianyong, YOU Jun, et al. Switched inductor Quasi-Z source inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(9):65-68,99.
- [7] GAJANAYAKE C J, LUO F L, GOOI H B, et al. Extended-Boost Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10):2642-2652.
- [8] 周玉斐,黄文新,赵健伍,等. 抽头电感准Z源逆变器[J]. 中国电机工程学报,2012,32(27):126-134,192.
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Jianwu, et al. Tapped inductor quasi-Z-source inverters[J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(27):126-134,192.
- [9] 何浪,易灵芝,李胜兵,等. 基于改进型trans-Z源逆变器光伏并网系统研究[J]. 电气传动,2016,46(1):40-44.
HE Lang, YI Lingzhi, LI Shengbing, et al. Study on modified trans-Z-source inverter of PV grid system[J]. Electric Drive, 2016, 46(1):40-44.
- [10] ADAMOWICZ M, STRZELECKA N. T-source inverter[J]. Przeglad Elektrotechniczny(Electrical Review), 2009, 85(10):233-238.
- [11] ADAMOWICZ M. LCCT-Z-source inverters[C]//2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering. Rome, Italy: IEEE, 2011:1-6.
- [12] LOH P C, LI D, BLAABJERG F. Γ -Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11):4880-4884.
- [13] SIWAKOTI Y P, TOWN G E, LOH P C, et al. Y-source inverter [C]//5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Galway, Ireland: IEEE, 2014:1-6.
- [14] SIWAKOTI Y P, LOH P C, BLAABJERG F, et al. Y-source impedance network[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7):3250-3254.
- [15] HAKEMI A, SANATKAR-CHAYJANI M, MONFARED M. Δ -source impedance network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10):7842-7851.
- [16] Magnetic powder core catalog 2015[EB/OL]. [2021-02-28]. <http://www.mag-inc.com>.
- [17] 巴腾飞,李艳,梁美. 寄生参数对SiC MOSFET栅源极电压影响的研究[J]. 电工技术学报,2016,31(13):64-73.
BA Tengfei, LI Yan, LIANG Mei. The effect of parasitic parameters on gate-source voltage of SiC MOSFET[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13):64-73.
- [18] 刘盛福,常垚,李武华,等. 压接式IGBT模块的动态特性测试平台设计及杂散参数提取[J]. 电工技术学报,2017,32(22):50-57.
LIU Shengfu, CHANG Yao, LI Wuhua, et al. Dynamic switching characteristics test platform design and parasitic parameter extraction of press-pack IGBT modules[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22):50-57.
- [19] SIWAKOTI Y P, LOH P C, BLAABJERG F, et al. Effects of leakage inductances on magnetically coupled Y-source network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11):5662-5666.

作者简介:



刘鸿鹏

刘鸿鹏(1978—),男,教授,博士,主要研究方向为光伏并网发电、微电网技术、储能与节能技术和电力电子可靠性(E-mail: lhp1978219@163.com);

卢壮(1997—),男,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为阻抗源逆变器(E-mail: loozhuang@163.com)。

(编辑 李莉)

(下转第98页 continued on page 98)

Stability analysis of grid-connected inverter system based on Ostrowski disc theorem

YANG Lei¹, HUANG Wei², GUO Cheng¹, ZHANG Dan², XIANG Chuan¹, XI Xinze¹, XING Chao¹

(1. Electric Power Research Institute, Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650217, China;

2. Yunnan Power Dispatching and Control Center, Kunming 650200, China)

Abstract: The interaction between grid-connected inverter and power grid is one of the factors that affect the stable operation of grid-connected system. Aiming at the stability of grid-connected inverter system, a fast method to determine the stability of grid-connected inverter system is proposed. Firstly, the return rate matrix of grid-connected inverter system is obtained based on impedance analysis method. Secondly, based on the Ostrowski disc theorem, the characteristic root locus Ostrowski band of the return rate matrix is obtained, and the stability of the system is judged according to the Ostrowski stability criterion. Finally, the simulation model is built in MATLAB/Simulink, and the experimental platform is built. The simulation and experimental results show that the stability criterion can effectively determine whether the system is in a stable state, and can quickly estimate the parameter stability region of grid-connected inverter system, thus providing the judgment basis for the selection of system parameters.

Key words: grid-connected inverter; impedance analysis; Ostrowski disc theorem; return rate matrix; parameter stability region

(上接第91页 continued from page 91)

Optimized Y-source inverter for continuous input current

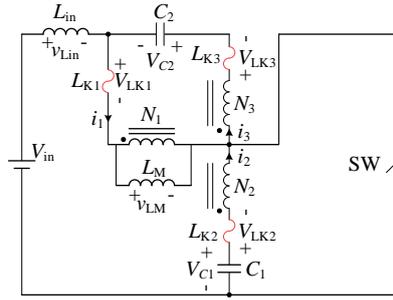
LIU Hongpeng, LU Zhuang

(Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Ministry of Education, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

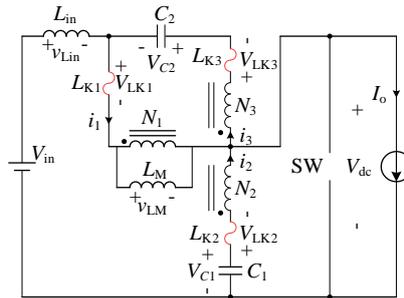
Abstract: The input current of the traditional Y-source inverter is discontinuous, and the leakage inductance of the coupled inductor will cause the DC bus voltage spike and the voltage gain reduction. To address above issues, an optimized Y-source inverter is proposed, which can achieve continuous input current and suppress the impact of the leakage inductance of the coupled inductor on the inverter performance, and reduce the starting inrush current, the bus voltage spike and the magnetic core size. Moreover, compared with the traditional Y-source inverter, it applies lower shoot-through duty ratio when considering same voltage gain, which expands the modulation ratio range and improves the quality of the output voltage waveform. Besides, an analytical calculation method is adopted to thoroughly analyze the loss problem of the inverter shoot-through duty ratio caused by the leakage inductance of the coupled inductor. Finally, compared with the traditional Y-source inverters, the superiority of the optimized Y-source inverter is verified by simulation and experiment.

Key words: impedance source inverter; Y-source inverter; coupled inductor; voltage stresses; current stresses

附录 A



(a) 从 NST 模式进入 ST 模式



(b) 从 ST 模式进入 NST 模式

图 A1 优化型 Y 源逆变器的暂态过程

Fig.A1 Transient state of optimized Y-source inverter

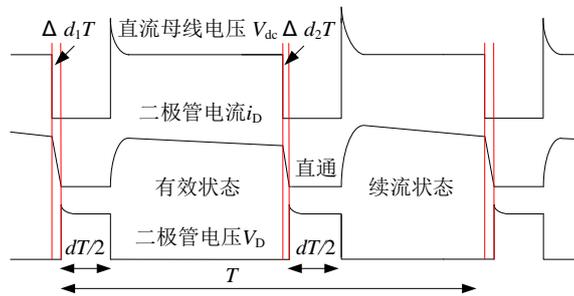


图 A2 转换过程中 V_{dc} 、 i_D 、 V_D 的波形示意图

Fig.A2 Waveform diagram of V_{dc} , i_D and V_D for in switching process

附录 B

表 B1 仿真和实验参数

Table B1 Simulation and experimental parameters

参数	数值/型号	参数	数值/型号
输入电压	80V	匝数比	40:40:80
输出电压(峰峰值)	160V	绕组因数 K	3
调制比 M	0.8	磁芯	C055863A2
负载电阻	60Ω(200W)	开关管	IRGP4062DPbF
电容 C_1 , C_2	400 μF, 100 μF	二极管 D	STPSC20H12DY
电感 L_{in}	4.3 mH	滤波电感 L_f	4.5 mH
开关频率	10kHz	滤波电容 C_f	10μF

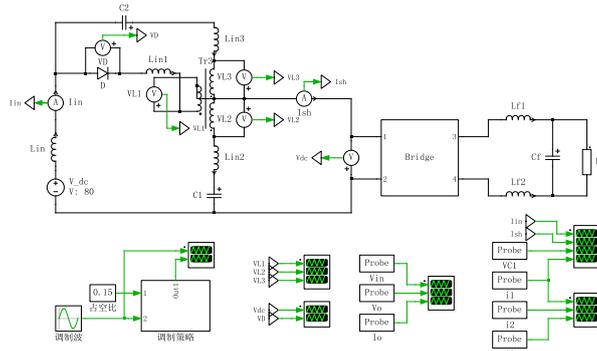
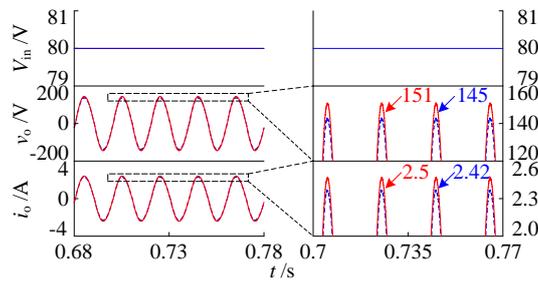


图 B1 优化型 Y 源逆变器仿真模型

Fig.B1 Simulation model of optimized Y-source inverter



注：蓝色虚线、红色实线分别表示传统 Y 源逆变器和优化型 Y 源逆变器对应的波形。

图 B2 输出电压和电流的仿真波形

Fig.B2 Simulative waveforms of output voltage and current

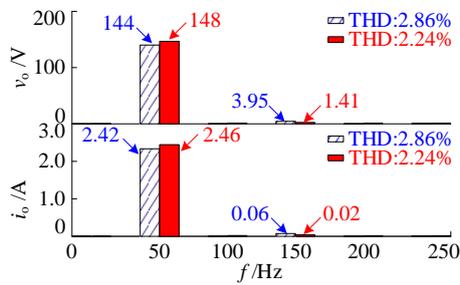


图 B3 输出电压和电流的 FFT 分析

Fig.B3 FFT analysis of output voltage and current

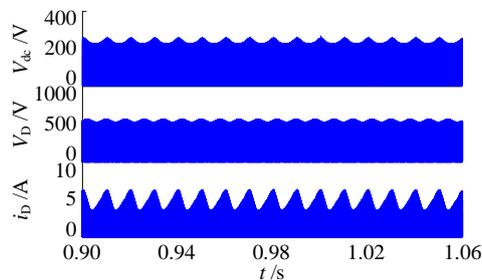
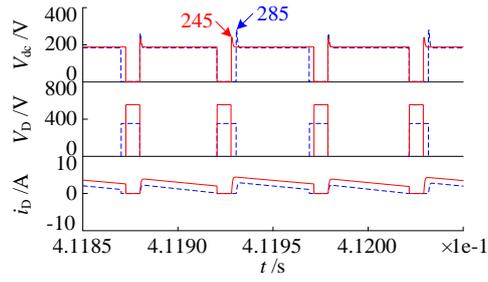


图 B4 优化型 Y 源逆变器的 V_{dc} 、 V_n 和 i_D 仿真波形

Fig.B4 Simulative waveforms of V_{dc} , V_n and i_D of optimized Y-source inverter



注：蓝色虚线、红色实线分别表示传统 Y 源逆变器和优化型 Y 源逆变器对应的波形。

图 B5 V_{dc} 、 V_D 和 i_D 的仿真波形

Fig.B5 Simulative waveforms of V_{dc} , V_D and i_D

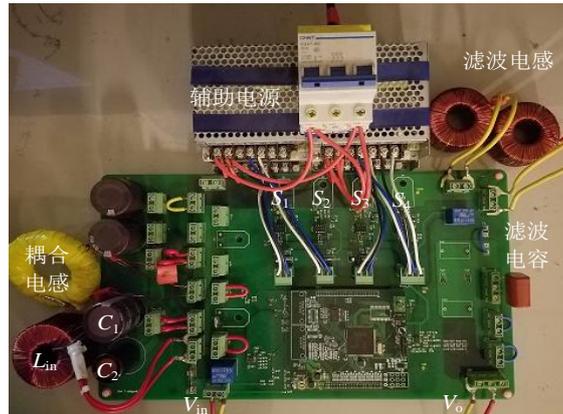


图 B6 优化型 Y 源逆变器实验平台

Fig.B6 Experimental setup of optimized Y-source inverter

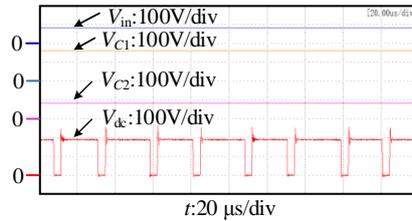


图 B7 V_{in} 、 V_{C1} 、 V_{C2} 和 V_{dc} 的实验波形

Fig.B7 Experimental results of V_{in} , V_{C1} , V_{C2} and V_{dc}

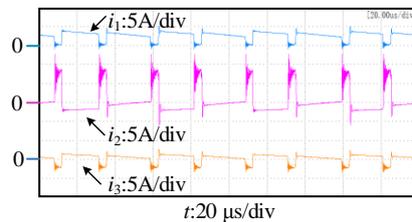


图 B8 i_1 、 i_2 和 i_3 的实验波形

Fig.B8 Experimental results of i_1 , i_2 and i_3