

V^2C 控制 Buck 变换器输出电容 ESR 临界值研究

游志昆

(国网宜宾供电公司 四川 宜宾 644000)

摘要: 针对输出电容等效串联电阻对变换器性能具有较大影响,以 V^2C 控制 Buck 变换器为例,建立了其分段线性模型,推导了 Jacobi 矩阵及其特征根,给出了变换器由稳定变为不稳定时 ESR 的临界值。研究结果表明, V^2C 控制在 V^2 控制中引入电感电流反馈,增大了稳定工作范围。所得结论可以对分布式发电系统中 DC-DC 变换器设计和器件选型提供指导。

关键词: 等效串联电阻(ESR); PSIM; 开关变换器; V^2C 控制

中图分类号: TM46 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2019)01-0063-05

DOI:10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2019.01.013

Research on Critical ESR of Output Capacitor for V^2C Controlled Buck Converter

You Zhikun

(State Grid Yibin Electric Power Supply Company, Yibin 644000, Sichuan, China)

Abstract: Aiming at the great influence of output capacitor equivalent series resistance (ESR) on the performance of converters, the piecewise linear model is established by taking V^2C controlled Buck converter for example. Jacobi matrix and its eigenvalues are derived, and the critical ESR is given when the stable state of converter transfers to the unstable state. The results show that the inductance current is introduced as the feedback in V^2C control, which broadens the range of stability. The obtained conclusions can provide a guidance for DC-DC converter design and device selection in distributed generation systems.

Key words: equivalent series resistance(ESR); PSIM; switching converter; V^2C control

0 引言

太阳能光伏发电因清洁无污染、资源丰富等优点在分布式发电系统获得了广泛应用。其中,DC-DC 变换器作为关键的电能转换与平衡设备,其工作状态将直接影响发电质量,进而影响负载、电网等^[1-3]。DC-DC 变换器的控制方法决定了其瞬态响应速度、输出电压稳态精度。传统电压型控制检测输出电压作为单环反馈,根据电压变化进行控制,响应速度慢。峰值电流控制检测电感电流(或开关电流)作为补充,输入瞬态响应速度快,但不能精确控制电流,负载瞬态响应速度也没有提高。 V^2 控制则检测滤波回路中电容的等效串联电阻纹波作为内环反馈,取代峰值电流控制中电流反馈,负载瞬态响

应速度快,但是抗干扰能力差,且不能控制电流。 V^2C 控制内环既检测电感电流(或开关电流),又检测输出电容纹波,具有响应速度快与限制电流等优点^[4]。

已有对 DC-DC 变换器的研究发现,输出电容等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR)对变换器的控制性能起到至关重要的作用。当 ESR 较大时,变换器工作正常;当 ESR 较小时,变换器将出现次谐波振荡等不稳定工作状态,甚至失效^[5-7]。当分别选用陶瓷电容和 OSCON 电容作为固定开通时间(constant on-time, COT)控制 Buck 变换器输出滤波电容时,前者 ESR 为 5 m Ω ,后者 ESR 为 20 m Ω ;采用陶瓷电容时,变换器出现次谐波振荡,采用 OSCON 电容时,变换器工作正常^[5]。针对 ESR 对变换器工作性能具有较大影响,以 V^2C 控制 Buck 变换器为例,建立其分段线性模型,推导 Jacobi 矩阵及其

特征根,给出变换器由稳定状态变为不稳定状态时的ESR临界值,可以为分布式发电系统中DC-DC变换器设计和器件选型提供指导。

1 V²C控制 Buck 变换器建模

1.1 实现原理

图1为V²C控制 Buck 变换器实现原理图和主要波形。V²C控制内环采用电感电流与输出电压加权求和后作为反馈量 ω_c 、 ω_v 分别为电感电流权重系数、输出电压权重系数。V²C控制的内环相当于在峰值电流控制的电流反馈环中引入了输出电压反馈,或相当于在V²控制中引入电感电流反馈。

从每一个开关周期 T 的初始时刻开始,锁存器 V_p 输出为“ON”,此时开关管 S_1 导通,二极管 S_2 关断,电源 E 供电给负载 R ,同时电容 C 充电,电感电流 i_L 和输出电压 v_o 上升,当检测电压 v_s 与 v_k 相等时,比较器使 V_p 输出“OFF”, S_1 关断, S_2 导通, v_o 与 i_L 下降,直到下一个时钟信号开启新的开关周期。如图1(b)为V²C控制 Buck 变换器为电感电流连续导电模式时(continuous conduction mode, CCM)的主要波形。

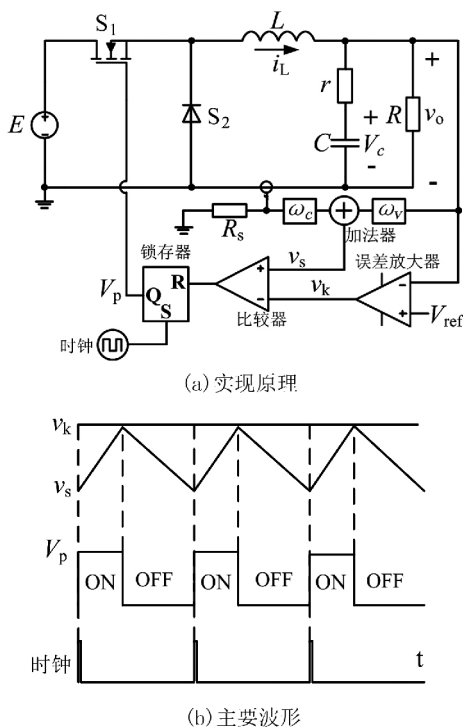


图1 V²C控制 Buck 变换器

1.2 分段线性模型

忽略变换器输出电压纹波对电感电流的影响,

假定其电流上升和下降的斜率均为常数,变换器在整个周期内是分段线性的。在第 n 个周期开始时, v_n 、 i_n 为电容电压与电感电流初值,开关管 S_1 导通,二极管 S_2 关断时,电感电流和电容电压满足^[7]:

$$i_{n+d} = i_n + m_1 t_{on} \quad (1)$$

$$v_{n+d} = v_n + \frac{i_n - i_o}{C} t_{on} + \frac{m_1}{2C} t_{on}^2 \quad (2)$$

式中: m_1 为电感电流上升的斜率; i_o 为输出电流; t_{on} 为开关管 S_1 导通的时间。

当开关管 S_1 关断,二极管 S_2 导通时,电感电流和电容电压满足:

$$i_{n+f} = i_{n+d} - m_2 t_{off} \quad (3)$$

$$v_{n+f} = v_{n+d} + \frac{i_{n+d} - i_o}{C} t_{off} - \frac{m_2}{2C} t_{off}^2 \quad (4)$$

式中: m_2 为电感电流下降的斜率; t_{off} 为二极管 S_2 导通的时间。

在第 n 个周期结束时,电感电流和电容电压满足:

$$i_{n+1} = i_{n+f} \quad (5)$$

$$v_{n+1} = v_{n+f} - \frac{i_o}{C} t_{off2} \quad (6)$$

变换器内环检测电压为

$$v_s = \omega_c R_s i_L + \omega_v v_o \quad (7)$$

式中: $0 \leq \omega_c \leq 1$, $0 \leq \omega_v \leq 1$,且 $\omega_c + \omega_v = 1$;当 $\omega_c = 1$ (亦即 $\omega_v = 0$)时,图1变成如图2所示的峰值电流控制;当 $\omega_v = 1$ (亦即 $\omega_c = 0$)时,图1变成如图3所示的V²控制。

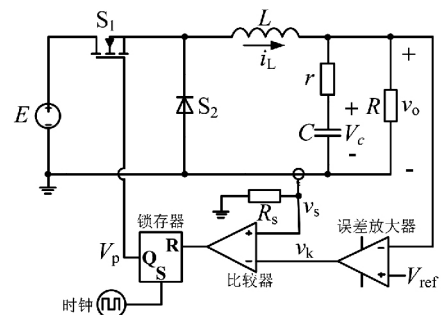


图2 峰值电流控制 Buck 变换器

由图1得开关管 S_1 关断时满足:

$$v_s = v_c = K(V_{ref} - v_o) \quad (8)$$

式中 K 为误差放大器比例系数。

式(1)至式(4)和式(8)为变换器工作在CCM模式时的模型,此时 $i_{n+1} = i_{n+f}$, $v_{n+1} = v_{n+f}$, $t_{off} = T - t_{on}$;式(1)至式(6)和式(8)为变换器工作在DCM模式时的模型,此时 $i_{n+1} = i_{n+f} = 0$, $t_{off2} = T - t_{on} - t_{off}$ 。

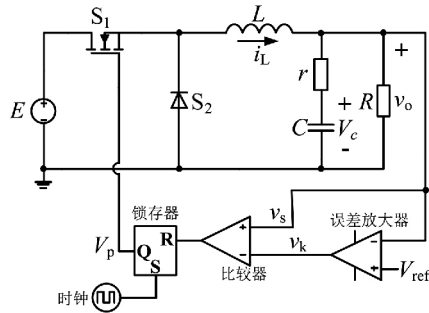


图3 V²控制 Buck 变换器

2 ESR 临界值推导

Buck 变换器的 Jacobi 矩阵为^[7]

$$J = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} \Big|_{i_n = I_L, v_n = V_C} \quad (9)$$

变换器工作在 CCM 模式时,通过式(1)至式(4)得到 Jacobi 矩阵元素为

$$J_{11} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial i_n} = 1 + (m_1 + m_2) \frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} \quad (10)$$

$$J_{12} = \frac{\partial i_{n+1}}{\partial v_n} = (m_1 + m_2) \frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} \quad (11)$$

$$J_{21} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial i_n} = \frac{T}{C} \left(1 + m_1 \frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} \right) \quad (12)$$

$$J_{22} = \frac{\partial v_{n+1}}{\partial v_n} = 1 + \frac{(m_1 + m_2)t_{off}}{C} \cdot \frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} \quad (13)$$

变换器工作在 DCM 模式时,元素 $J_{11} = J_{12} = J_{21} = 0$ 根据式(1)至式(6)得 J_{22} 为

$$J_{22} = 1 + \frac{m_1(m_1 + m_2)t_{on}}{m_2 C} \cdot \frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} \quad (14)$$

通过式(8)得:

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial i_n} = \frac{-2rC - 2t_{on} - 2\omega_k R_s C}{2m_1 r C + m_1 t_{on} + 2m_1 \omega_k R_s C} \quad (15)$$

$$\frac{\partial t_{on}}{\partial v_n} = \frac{-2C}{2m_1 r C + m_1 t_{on} + 2m_1 \omega_k R_s C} \quad (16)$$

式中 $\omega_k = \omega_c / (\omega_v + K)$ 。

CCM 工作模式时 Jacobi 矩阵如下:

$$\begin{cases} J_{11} = \frac{-(M_1 + 2M_2)T_{on} - 2M_2 C(r + \omega_k R_s)}{(2rC + T_{on} + 2\omega_k R_s C)M_1} \\ J_{12} = \frac{-2(M_1 + M_2)C}{(2rC + T_{on} + 2\omega_k R_s C)M_1} \\ J_{21} = \frac{-T_{on} T}{(2rC + T_{on} + 2\omega_k R_s C)C} \\ J_{22} = \frac{2M_1 C(r + \omega_k R_s) - (2M_1 + M_2)T_{off}}{(2rC + T_{on} + 2\omega_k R_s C)M_1} \end{cases} \quad (17)$$

式中 $M_1, M_2, T_{on}, T_{off}$ 为稳态值。

DCM 工作模式时 Jacobi 矩阵如下:

$$\begin{cases} J_{11} = J_{12} = J_{21} = 0 \\ J_{22} = \frac{M_1 M_2 C(r - \omega_k R_s) - M_1 T_{on}^2 - M_2 I_o}{M_1 M_2 C(r - \omega_k R_s) + M_1 M_2 T_{on} - M_2 I_o} \end{cases} \quad (18)$$

Jacobi 矩阵的特征方程为^[5]

$$\det[\lambda I - J] = 0 \quad (19)$$

解得 Jacobi 矩阵特征根 λ_1, λ_2 为

$$\lambda_{1,2} = 0.5(J_{11} + J_{22}) \pm 0.5 \sqrt{(J_{11} - J_{22})^2 + 4J_{12}J_{21}} \quad (20)$$

变换器稳定工作时,特征根 λ_1, λ_2 均在单位圆内部,满足^[5]:

$$|\lambda_{1,2}| < 1 \quad (21)$$

根据式(17)、式(20)和式(21)解得,CCM 模式时 ESR 临界值为

$$r_{c1} = \frac{T}{2C} + \frac{D^2 T}{(1-2D)C} - \omega_k R_s, D < 0.5 \quad (22)$$

式中 D 为开关管 S_1 导通占空比。

DCM 模式时,考虑到 t_{on} 为^[6]

$$t_{on} = \sqrt{\frac{2LV_o T}{RE(E - V_o)}} \quad (23)$$

根据式(18)至式(21)解得此时 ESR 临界值:

$$r_{c2} = \frac{1-2G}{2C} \sqrt{\frac{2\tau T}{1-G} + \frac{G\tau/C}{1-G}} - \omega_k R_s \quad (24)$$

式中: $\tau = L/R; G = v_o/E$, 为电压传输比。

特别地,峰值电流控制 ESR 临界值为

$$\begin{cases} r'_{c1} = \frac{T}{2C} + \frac{D^2 T}{(1-2D)C} - \frac{R_s}{K}, D < 0.5 \\ r'_{c2} = \frac{1-2G}{2C} \sqrt{\frac{2\tau T}{1-G} + \frac{G\tau/C}{1-G}} - \frac{R_s}{K} \end{cases} \quad (25)$$

V²控制 ESR 临界值为^[7]

$$\begin{cases} r''_{c1} = \frac{T}{2C} + \frac{D^2 T}{(1-2D)C}, D < 0.5 \\ r''_{c2} = \frac{1-2G}{2C} \sqrt{\frac{2\tau T}{1-G} + \frac{G\tau/C}{1-G}} \end{cases} \quad (26)$$

对比式(22)、式(24)至式(26)可得,峰值电流控制的 ESR 临界值与 V²控制相比较小,V²C 控制的 ESR 临界值介于两者之间;引入电感电流反馈量之后,V²控制变成 V²C 控制,变换器的稳定工作范围将增大。

3 仿真结果

利用 PSIM 软件对图 1 至图 3 所示电路进行仿真,

固定电路参数: $E = 10 \text{ V}$, $V_{\text{ref}} = v_o = 3 \text{ V}$, $L = 20 \mu\text{H}$, $C = 1000 \mu\text{F}$, $R_s = 1 \Omega$, $K = 100$, $T = 20 \mu\text{s}$ 。通过改变负载 R 和输出电容 ESR, 得到如图 4、图 5 所示电感电流和输出电压时域波形。

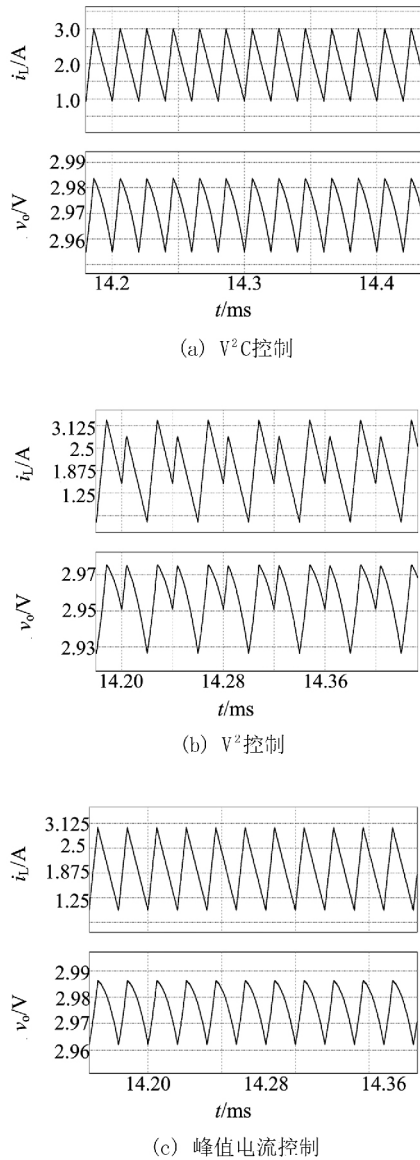


图 4 CCM 模式时电感电流和输出电压时域波形

由图 4 和图 5 以及表 1 可得, 峰值电流控制的 ESR 临界值最小, V^2 控制的 ESR 临界值最大, V^2C 控制的 ESR 临界值介于两者之间; 当采用 V^2 控制, ESR 小于临界值时, 变换器处于次谐波振荡状态, 改用 V^2C 控制后, 变换器处于稳定的周期 1 态; 继续减小 ESR 值并改用峰值电流控制后, 变换器仍处于稳定的周期 1 态。引入电感电流反馈之后, V^2 控制变成 V^2C 控制, 变换器的稳定工作范围将增大, 与上述分析一致。

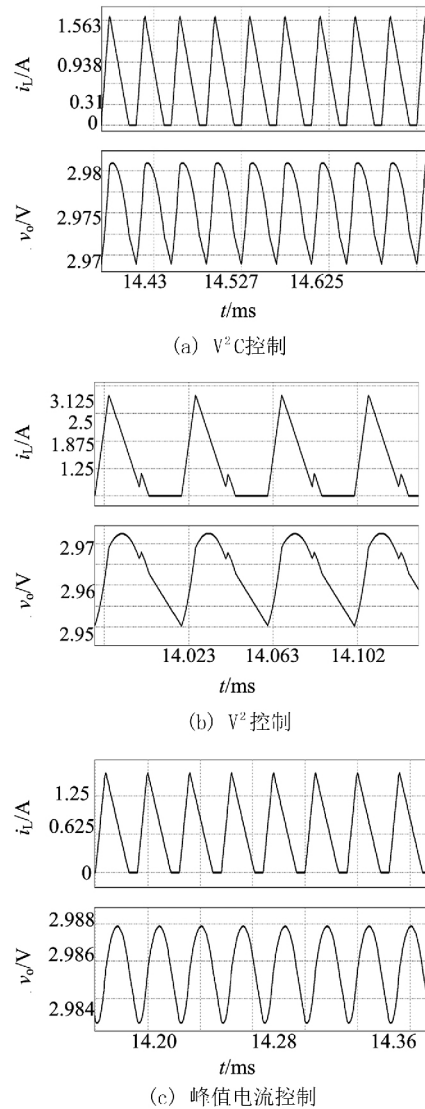


图 5 DCM 模式时电感电流和输出电压时域波形

表 1 不同控制类型系统稳定性对比

工作模式	控制类型	R / Ω	ESR / $m\Omega$	ESR 临界值 / $m\Omega$	说明
CCM	V^2C	1.5	14	9.5	周期 1
	V^2	1.5	14	14.5	次谐波振荡
	峰值电流	1.5	9	4.5	周期 1
DCM	V^2C	4.5	5	0.12	周期 1
	V^2	4.5	5	5.09	次谐波振荡
	峰值电流	4.5	1	-4.91	周期 1

4 结 语

基于结合峰值电流控制和 V^2 控制的 V^2C 控制, 以 Buck 变换器为例, 研究了其输出电容 ESR 的临界值。考虑实际中忽略输出电压纹波对电感电流的影响建立了分段线性模型, 推导了 Jacobi 矩阵及其特征根, 得到了峰值电流控制、 V^2 控制和 V^2C 控制分别在

CCM模式和DCM模式时ESR的临界值,最后通过PSIM仿真验证。研究表明,峰值电流控制的ESR临界值最小, V^2 控制的ESR临界值最大, V^2C 控制的ESR临界值介于两者之间; V^2C 控制内环在 V^2 控制中引入电感电流反馈,增大了稳定工作范围。所得的结论可以为分布式发电系统中DC-DC变换器设计和器件选型提供重要的指导意义。

参考文献

[1] Abusorrah A, Al-Hindawi M M, Al-Turki Y, et al. Stability of A Boost Converter Fed From Photovoltaic source [J]. Solar Energy, 2013, 98(4): 458-471.

[2] 刘俊杰,张新燕. 基于PSIM的光伏模块建模与电气特性仿真[J]. 四川电力技术, 2010, 33(6): 06-08.

[3] 曹龙汉,余佳玲,李景南,等. 基于MATLAB/Simulink的光伏电池仿真建模研究[J]. 半导体光电, 2015, 36(5): 718-721.

[9] 朱瑞可,王渝红,李兴源,等. 用于VSC-HVDC互联系统的附加频率控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(16): 81-87.

[10] Elansari A S, Finney S J, Burr J, et al. Frequency Control Capability of VSC-HVDC Transmission System [C]// IET International Conference on AC and DC Power Transmission 2015: 1-6.

[11] Rink Y, Held L, Wenig S, et al. On Implementation of Primary Frequency Control in MMC-HVDC Transmission Systems [C]// IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe, 2017: 1-6.

[12] Ajaei F B, Irvani R. Dynamic Interactions of the MMC-HVDC Grid and Its Host AC System due to AC-Side Disturbances [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1289-1298.

[13] Li H, Liu C, Li G, et al. An Enhanced DC Voltage Droop-control for the VSC-HVDC Grid [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(2): 1520-1527.

[14] Athay T, Podmore R, Virmani S. A Practical Method for the Direct Analysis of Transient Stability [J]. IEEE Transactions on Power Apparatus & Systems, 1979, PAS-98(2): 573-584.

[15] <http://b4.cigre.org/Publications/Technical-Brochures/TB-604-2014-Guide-for-the-Development-of-Models-for-HVDC-Converters-in-a-HVDC-Grid>.

[16] Haileselassie T M, Uhlen K. Frequency Sensitivity A-

[4] 周国华,许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 815-831.

[5] Wang J, Bao B, Xu J, et al. Dynamical Effects of Equivalent Series Resistance of Output Capacitor in Constant On-time Controlled Buck Converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(5): 1759-1768.

[6] Redl R, Sun J. Ripple-based Control of Switching Regulators—An Overview [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2669-2680.

[7] Zhou G, He S, Zhang X, et al. Critical Output-capacitor ESR for Stability of V^2 , Controlled Buck Converter in CCM and DCM [J]. Electronics Letters, 2014, 50(12): 884-886.

作者简介:

游志昆(1992),工学硕士,研究方向为电力电子技术与电路理论等方面。(收稿日期:2018-08-28)

(上接第13页)

analysis of AC Grids Connected to MTDC Grid [C]// IET International Conference on AC and DC Power Transmission 2010: 1-5.

[17] Haileselassie T M, Uhlen K. Primary Frequency Control of Remote Grids Connected by Multi-terminal HVDC [C]// Power and Energy Society General Meeting, IEEE, 2010: 1-6.

[18] Kolb J, Kammerer F, Braun M. Straight Forward Vector Control of the Modular Multilevel Converter for Feeding Three-phase Machines over Their Complete Frequency Range [C]// IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2011: 1596-1601.

[19] Prabha Kundur. Power System Stability and Control [M]. 北京: 中国电力出版社, 2001.

[20] 刘天琪,邱晓燕. 电力系统分析理论 [M]. 北京: 科学出版社, 2005.

作者简介:

杨林(1991),硕士,主要从事电力系统稳定与控制、直流输电技术、设备检修等方面的研究和工作;

邓鸿强(1986),硕士,主要从事电力系统运行、稳定与控制、设备检修的等方面的研究和工作;

邓云仁(1986),硕士,主要从事电力系统运行、稳定与控制、继电保护和自动化等方面的研究和工作;

黄晶(1994),硕士,主要从事电力系统稳定与控制、新能源开发与利用、设备检修等方面的研究和工作;

陈浩(1994),硕士,主要从事电力系统稳定与控制、柔性直流输电方面的研究。(收稿日期:2018-09-12)