

零电压准谐振升压开关直流 变换器电路分析

许建平

(西南交通大学 电气工程系,成都 610031)

摘要 本文利用周期性开关线性网络的时间平均等效电路分析方法,研究了零电压准谐振升压变换器的直流稳态和交流小信号特性,得到了直流稳态电压传输比的一些重要性质和交流小信号传递函数及其降阶近似性质。

关键词 开关变换器;零电压准谐振开关;时间平均等效电路分析法

一、引言

在开关功率处理电路中,磁性元件和电容器作为一种主要的能量存贮、传输和纹波滤波器件而构成了整个开关功率处理设备的相当大的一部分。因此,为了减少开关功率处理设备的重量、体积和成本,我们需要提高其中的开关工作频率。然而,在常规脉宽调制(PWM)开关直流变换器电路中,开关频率的提高将导致作为开关器件的功率半导体器件上开关电压和电流及其损耗的提高。为了克服常规开关直流变换器电路的这些局限性,K.H.Liu, F.C.Lee 等^[1]提出了一种称之为谐振开关变换器的新型开关变换器拓扑结构,实验结果证明,该结构能在较高频率上有效地工作^[2]。

由于谐振开关直流变换器电路比常规 PWM 开关直流变换器电路的工作过程复杂得多,PWM 开关直流变换器电路的状态空间平均分析方法^[3]对这种新型的开关直流变换器电路已不适用。因此,文献[4]中提出了一种分析谐振开关直流变换器电路的方法,但用这种方法我们仅能进行直流稳态和分段时域特性分析,而无法进行交流小信号特性分析。V. Vorperian^[5]提出了一种等效电路模型分析方法,它仍存在两个致命的缺点:(1)它要求预先知道开关直流变换器电路的直流稳态特性;(2)它无法考虑寄生效应的影响。

本文利用周期性开关线性网络的时间平均等效电路分析方法^[6,7],对谐振开关直流变换器电路进行了分析,得到了它们的直流稳态和交流小信号特性。分析结果表明,时间平均等效电路分析方法可以很方便地应用于比较复杂的谐振开关直流变换器电路分析,且分析过程简单、直观,物理概念清晰。这是目前大多数开关直流变换器电路的分析方法所无法比拟的。从而进一步说明了时间平均等效电路分析方法是一种适用范围比现有方法宽的、统一的有效分析方法。

由于基本的 PWM 开关直流变换器电路的种类繁多,由它们演进而构成的谐振开关直流变换器电路的形式也很多,我们不可能在此一一提出来加以分析。在本文中我们将以零电压准谐振 (Zero Voltage-Quasi Resonant, ZV-QR) 升压 (Boost) 开关直流变换器电路为例来说明谐振开关直流变换器电路的工作特性及其时间平均等效电路分析。对于其它谐振开关直流变换器电路,我们可以仿此进行分析^[8]。

二、开关直流变换器电路的时间平均等效变换原理

开关直流变换器电路的时间平均等效电路分析方法^[6,7]的关键在于将所有开关元件从电路中抽取出来,然后分别对每一个开关元件进行时间平均等效变换处理。因此,该方法可以有效地用于任何开关直流变换器电路的分析,且分析过程概念清晰,运算简单方便。这是本方法最突出的优点。下面我们将对开关直流变换器电路中开关元件的时间平均等效变换原理及其在 ZV-QR Boost 电路分析中的应用加以讨论。

定理 考虑一个曲线性定常 RLC 元件,独立源和周期性工作的开关元件构成的开关网络 N , 如果: (1) N 是唯一可解的, (2) N 工作于稳态, 则我们可以将 N 中的开关元件用受控电压源或受控电流源来代替, 从而得到 N 的时间平均等效网络 N' 。其中受控电压源的值为它所代替的开关元件两端电压在一个周期内的平均值; 而受控电流源的值为流过它所代替的开关元件的电流在一个周期内的平均值。受控源类型的选取要求不构成电压源回路或电流源割集。

证明 定理的证明请参阅文献[8], 此处从略

由上面定理我们可以将一个周期性开关线性网络等效为一个拓扑结构不变的网络来处理, 从而使分析过程得到简化。而定理中等效网络 N' 的受控源值的确定也是很简单的。这可以在下面 ZV-QR Boost 开关直流变换器电路的分析过程中得到证实。

三、零电压准谐振开关直流变换器电路

对于如图 1(a) 所示的 ZV-QR Boost 电路, 当电路工作于稳态时, 由于在实际电路中有: $L_1 \ll L_2$, $C_1 \ll C_2$, 因此电感 L_2 可看作恒流源, 输出负载 R 与 C_2 的并联可看作恒压源, 即图 1(a) 所示电路可以等效为图 1(b) 所示电路^[9]。故在稳态时, 图 1 所示电路有 4 个工作状态, 起始状态为开关 S_1 断开。假定在开关 S_1 断开之前 S_1 上流过电流为 I_m , D_2 断开, 因此负载 V_o 上没有电流。而在 T_0 时, S_1 断开, 输入电流 I_m 传输到电容 C_1 , 从而开始这 4 个工作状态, 如图 2 所示。

1. 电容 C_1 充电阶段 [T_0, T_1] (图 2(a))

S_1 在 T_0 时断开, 电流 I_m 全部输入 C_1 , 故 $C_1 dV_{c1}/dt = I_m, V_{c1}(0) = 0$ 。当 V_{c1} 上升到 V_o 时, D_2 导通(这里不考虑二极管导通压降), 这一段时间为

$$T_{c1} = T_1 - T_0 = C_1 V_o / I_m \quad (1)$$

2. 谐振工作阶段 [T_1, T_2] (图 2(b))

D_2 在 T_1 时导通, I_m 的一部分流入 V_o , 且有

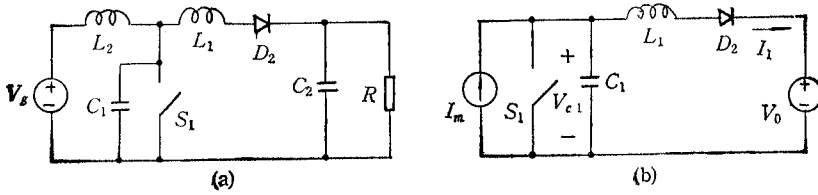


图 1 (a) ZV-QR 升压变换器电路 (b) ZV-QR 升压变换器的等效电路

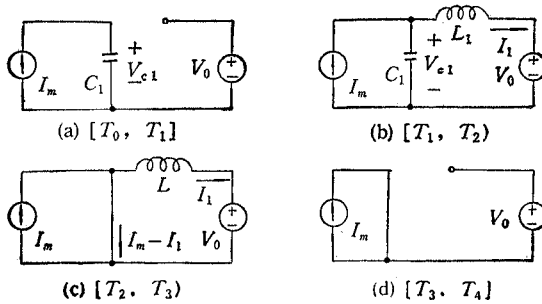


图 2 ZV-QR 升压变换器的 4 个工作状态

$$L_1 di_1/dt = V_{c1} - V_0, \quad i_1(T_1) = 0 \tag{2a}$$

$$C_1 dV_{c1}/dt = I_m - i_1, \quad V_{c1}(T_1) = V_0 \tag{2b}$$

由 (2 a),(2 b) 式解得

$$i_1(t) = I_m [1 - \cos \omega(t - T_1)] \tag{2c}$$

$$V_{c1}(t) = V_0 + Z_n I_m \sin \omega(t - T_1) \tag{2d}$$

其中 $Z_n = \sqrt{L_1/C_1}$, $\omega = 1/\sqrt{L_1 C_1}$, 由边界条件 $V_{c1}(T_2) = 0$ 解得

$$T_{d2} = T_2 - T_1 = \alpha/\omega, \quad \alpha = \sin^{-1}[-V_0/(Z_n I_m)] \tag{2e}$$

而 i_1 在 T_2 时的值为

$$i_1(T_2) = I_m (1 - \cos \alpha) \tag{2f}$$

其中,对于半波模式: $\pi < \alpha < 3\pi/2$; 而对于全波模式: $3\pi/2 < \alpha < 2\pi$ 。

3. 电感放电阶段 $[T_2, T_3]$ (图 2(c))

在 T_2 以后,电流 i_1 线性地下降:

$$L_1 di_1(t)/dt = -V_0, \quad i_1(T_2) = I_m (1 - \cos \alpha) \tag{3a}$$

由边界条件 $i_1(T_3) = 0$ 得

$$T_{d3} = T_3 - T_2 = L_1 I_m (1 - \cos \alpha)/V_0 \tag{3b}$$

4. 惯性工作阶段 $[T_3, T_4]$ (图 2(d))

这一阶段的时间间隔为

$$T_{d4} = T_4 - T_3 = T - T_{d1} - T_{d2} - T_{d3} \tag{4}$$

其中 T 是开关工作周期。

四、ZV-QR Boost 开关直流变换器电路分析

1. ZV-QR Boost 的时间平均等效电路模型

对于图 1(b)和图 2 所示 ZV-QR Boost 变换器及其各个工作阶段的等效电路,可用一个理想开关 S_2 来代替图中的 D_2 , 于是由第二节定理可以得到它的时间平均等效电路如图 3 所示. 其中 I_{s1} 是一个周期内流过开关 S_1 的平均电流, V_{s2} 是一个周期内 D_2 上的平均反向电压.

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_3} (I_m - I_1) dt + \frac{1}{T} \int_{T_3}^{T_4} I_m dt \\ &= (1/T) I_m [T_{d4} + T_{d3}(1 + \cos \alpha)/2] \end{aligned} \quad (5a)$$

$$\begin{aligned} V_{s2} &= \frac{1}{T} \int_{T_1}^{T_3} (V_0 - V_{c1}) dt + \frac{1}{T} \int_{T_3}^{T_4} V_0 dt \\ &= (1/T) V_0 (T_{d1}/2 + T_{d4}) \end{aligned} \quad (5b)$$

同时,当电路工作于稳态时,电源 V_g 上给出的功率全部消耗在负载 R 上 (D_2 是理想无损的),所以 $I_m V_g = V_0^2/R$, 从而得

$$I_m = V_0^2/(RV_g) \quad (6)$$

将(1),(2e),(3b),(4),(6)式代入(5a)式得

$$I_{s1} = I_m [1 - F/(2\pi F_n) J(V_g, V_0)] \quad (7)$$

仿此可求出

$$V_{s2} = V_0 [1 - F/(2\pi F_n) J(V_g, V_0)] \quad (8)$$

$$\text{其中 } J(V_g, V_0) = \frac{RV_g}{2Z_n V_0} + \sin^{-1} \left(-\frac{RV_g}{Z_n V_0} \right) + \frac{Z_n V_0}{RV_g} \left[1 + (-1)^{n+1} \sqrt{1 - \left(\frac{RV_g}{Z_n V_0} \right)^2} \right]$$

而 $F_n = \omega/2\pi$ 是谐振频率; F 是开关工作频率. 对半波模式: $n=1$; 对全波模式: $n=2$.

2. ZV-QR Boost 的直流稳态特性分析

对于如图 3 所示 ZV-QR Boost 的时间平均等效电路模型,当电路工作于稳态时,电容可看作开路,电感可看作短路,则由图 3 得

$$I_1 = (I_m - I_{s1}) = V_0/R \quad (9)$$

再由(6)~(8)式得

$$V_0/V_g = 1/\{[F/(2\pi F_n)] \cdot J(V_g, V_0)\} \quad (10)$$

对于 ZV-QR Boost 电路,当它工作于半波模式和全波模式时, $J(V_g, V_0)$ 和 V_0/V_g 的特性分别如图 4 和图 5 所示. 由图 4(b)可知当 $0 < RV_g/(Z_n V_0) < 1$ 时, $J(V_g, V_0) \approx 2\pi$, 即全波工作时, $V_0/V_g \approx F/F_n$, 它与负载电阻无关, 仅决定于归一化开关频率 F/F_n . 由图 4(a)知, 半波工作时, 如果负载较轻 (Z_n/R 接近于零) 时, $J(V_g, V_0) \approx$

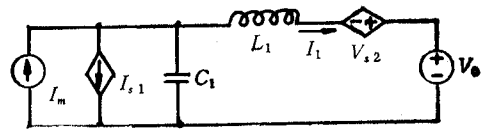


图 3 ZV-QR Boost 的时间平均等效电路

2π , 即此时它的直流特性与全波时相似, 它们都与负载电阻 R 无关, 而重负载时半波工作的 ZV-QR Boost 的直流特性确与负载变动有关。

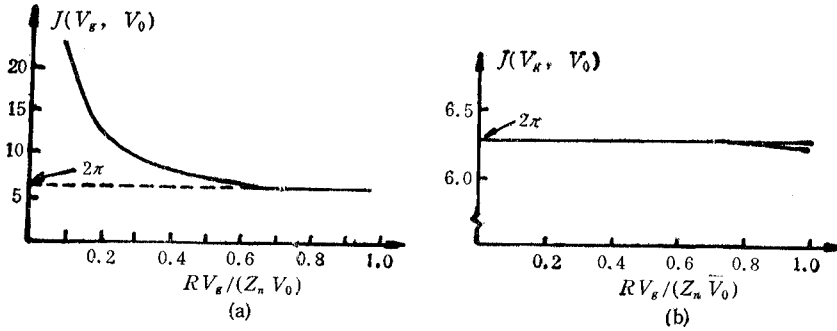


图4 $J(V_g, V_0)$ 对 $RV_g/(Z_n V_0)$ 的关系曲线 (a) 半波模式 (b) 全波模式

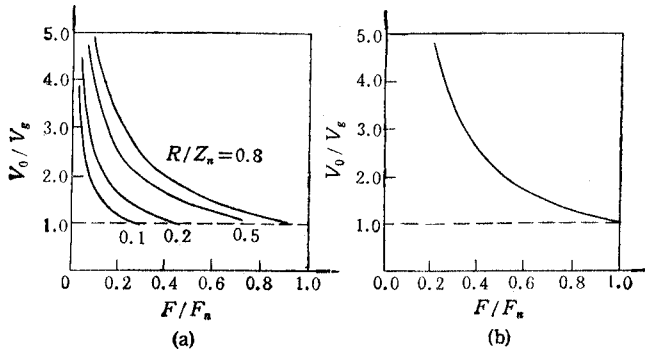


图5 ZV-QR Boost 的直流电压传输比 (a) 半波模式 (b) 全波模式

3. ZV-QR Boost 的交流小信号特性分析

对于图3所示 ZV-QR Boost 的时间平均等效电路中的每一个稳态变量引入一个微扰分量, 即令

$$\begin{aligned} v_g &= V_g + \hat{v}_g, \quad v_0 = V_0 + \hat{v}_0, \quad f = F + \hat{f}, \\ v_{s2} &= V_{s2} + \hat{v}_{s2}, \quad i_{s1} = I_{s1} + \hat{i}_{s1}, \quad i_m = I_m + \hat{i}_m \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $v_g, v_0, f, v_{s2}, i_{s1}, i_m$ 是瞬态变量, $V_g, V_0, F, V_{s2}, I_{s1}, I_m$ 是直流稳态变量, $\hat{v}_g, \hat{v}_0, \hat{f}, \hat{v}_{s2}, \hat{i}_{s1}, \hat{i}_m$ 是交流小信号微扰量, 且 $\hat{v}_g \ll V_g, \hat{v}_0 \ll V_0, \hat{f} \ll F, \hat{v}_{s2} \ll V_{s2}, \hat{i}_{s1} \ll I_{s1}, \hat{i}_m \ll I_m$, 则在忽略二阶以上无穷小量的条件下可得 ZV-QR Boost 的线性化交流小信号等效电路如图6所示, 其中

$$\hat{v}_{s2} = P_1 \hat{v}_0 - P_0 V_0 \hat{v}_0 - P_g V_0 \hat{v}_g - P_i V_0 \hat{f} \quad (12)$$

$$\hat{i}_{s1} = P_1 \hat{i}_m - P_0 I_m \hat{v}_0 - P_g I_m \hat{v}_g - P_i I_m \hat{f} \quad (13)$$

而在(12),(13)式中, 有

$$P_1 = 1 - [F/(2\pi F_n)]J(V_g, V_0) \quad (14a)$$

$$P_0 = [F/(2\pi F_n)](\partial J(V_g, V_0)/\partial V_0) \quad (14b)$$

$$P_g = [F/2\pi F_n](\partial J(V_g, V_0)/\partial V_g) \quad (14c)$$

$$P_i = [1/(2\pi F_n)]J(V_g, V_0) \quad (14d)$$

故由(12)~(14)式和图 6 可得 ZV-QR Boost 的交流小信号特性。它的传递函数可推导如下:

(1) 令 $\theta_g = 0$, 此时由(12)~(14)式和图 6 可解得 ZV-QR Boost 的输出 θ_0 与控制 \hat{f} 的传递函数:

$$\theta_0(s)/\hat{f}(s) = [-L_2 C_1 P_s V_0 s^2 + L_2 P_s I_m s + P_s V_0 (P_1 - 1)]/M(s) \quad (15)$$

其中

$$M(s) = a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0$$

而 $a_4 = L_1 L_2 C_1 C_2$

$$a_3 = L_2 L_1 C_1 / R$$

$$a_2 = L_2 C_2 + L_1 C_2 (1 - P_1) + L_2 C_1 (1 + P_0 V_0 - P_1)$$

$$a_1 = L_1 / R + L_2 / R - L_2 P_0 I_m - L_1 P_1 / R,$$

$$a_0 = (1 - P_1)(1 - P_1 + P_0 V_0)$$

(2) 同理, 令 $\hat{f} = 0$, 此时得

$$\theta_0(s)\theta_g(s) = [-L_2 C_1 P_g V_0 s^2 + L_2 P_g I_m s + (1 - P_1)(1 - P_g V_0)]/M(s) \quad (16)$$

由(15),(16)式可知 ZV-QR Boost 是一个四阶系统, 但是, 考虑到: $L_1 \ll L_2, C_1 \ll C_2$, 于是由(15),(16)式可得到降阶近似处理之后的传递函数分别为

$$\frac{\theta_0(s)}{\hat{f}(s)} = \frac{-s^2 L_2 C_1 P_s V_0 + s L_2 P_s I_m + P_s V_0 (P_1 - 1)}{s^2 L_2 C_2 + s L_2 (1/R - P_0 I_m) + (1 - P_1)(1 - P_1 + P_0 V_0)} \quad (17)$$

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_g(s)} = \frac{-s^2 L_2 C_1 P_g V_0 + s L_2 P_g I_m + (1 - P_1)(1 - P_g V_0)}{s^2 L_2 C_2 + s L_2 (1/R - P_0 I_m) + (1 - P_1)(1 - P_1 + P_0 V_0)} \quad (18)$$

特别地, 对于全波工作模式和轻负载时半波工作模式, 我们有 $J(V_g, V_0) \approx 2\pi$, 此时 $P_1 = 1 - F/F_n, P_0 = P_g = 0, P_s = 1/F_n$. 于是我们得

$$\theta_0(s)/\theta_g(s) = (F/F_n)/M'(s) \quad (19)$$

$$\theta_0(s)/\hat{f}(s) = [-s^2 L_2 C_1 V_0 / F_n + s L_2 I_m / F_n + V_0 F / F_n] / M'(s) \quad (20)$$

其中 $M'(s) = s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3 L_1 L_2 C_1 / R + s^2 [L_2 C_2 + (L_1 C_2 F + L_2 C_1 F) / F_n] + s(L_1 + L_2) / R + F^2 / F_n^2$

考虑到在实际电路中, $L_1 \ll L_2, C_1 \ll C_2$, 则(19),(20)式可以近似处理得

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_g(s)} = \frac{F/F_n}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3 L_1 L_2 C_1 / R + s^2 L_2 C_2 + s L_2 / R + F^2 / F_n^2} \quad (21)$$

$$\frac{\theta_0(s)}{\hat{f}(s)} = \frac{(-s^2 L_2 C_1 V_0 + s L_2 I_m + V_0 F) / F_n}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_2 + s^3 L_1 L_2 C_1 / R + s^2 L_2 C_2 + s L_2 / R + F^2 / F_n^2} \quad (22)$$

若对(21),(22)式作降阶近似处理, 则进一步得

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_g(s)} = \frac{F/F_n}{s^2 L_2 C_2 + s L_2 / R + F^2 / F_n^2} \quad (23)$$

$$\frac{\theta_0(s)}{\hat{f}(s)} = \frac{(-s^2 L_2 C_1 V_0 + s L_2 I_m + V_0 F) / F_n}{s^2 L_2 C_2 + s L_2 / R + F^2 / F_n^2} \quad (24)$$

上面我们给出了 ZV-QR Boost 的传递函数及其近似表达式, 我们可以根据实际情况而选择其中的一种形式。由于实际的 ZV-QR Boost 电路是一个低通网络, 而由文献

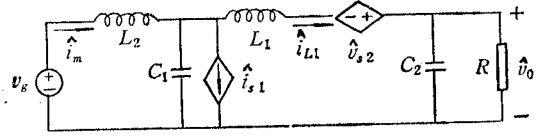


图 6 ZV-QR Boost 的线性化交流小信号等效电路

[9]中给出的一组 ZV-QR Boost 的典型参数: $L_1 = 8.0 \mu\text{H}$, $L_2 = 200 \mu\text{H}$, $C_1 = 800 \text{ pF}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$, 我们可以看出对实际的 ZV-QR Boost 电路, 在低频段(17),(18),(23),(24)式均能较精确地描述它的频率特性, 这已在文献 [7] 中与 Δ V-QR Boost 类似的 ZC-QR Buck 电路的分析中得到证实。而在高频段, 降阶近似传递函数也能较好地逼近系统的频率特性。因此, 在实际工程设计中, 由(17),(18),(23),(24)式给出的降阶传递函数具有特别重要的意义。对于实际电路参数值, 它们均能较好地描述系统的特性。

五、结 束 语

由于谐振开关直流变换器电路可在较高开关频率下高效地工作, 从而可减小其体积, 重量和成本, 近年来其开发研究受到很大重视, 但由于它的拓扑和工作过程较常规 PWM 开关变换器复杂, 迄今关于其理论分析, 尤其是小信号特性分析的报道很少。这里的主要困难是缺少一种完善、有效的建模和分析方法。

正如在本文中看到的, 利用时间平均等效电路分析方法, 可以建立像谐振开关变换器这样复杂电路的模型, 并在其基础上进行全面详细的交、直流特性分析。本文获得的结果将有助于谐振开关变换器的分析和设计, 促进这种新型变换器推广应用于工程实际。

参 考 文 献

- [1] K. H. Liu, F. C. Lee, Resonant Switches-Topologies and Characteristics, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, U. S. A., (1985), pp. 106—116.
- [2] D. C. Hopkins et al., Two-Megahertz Off-Line Hybridized Quasi-resonant Converters, IEEE Applied Power Electronics Conference, U. S. A., (1987), pp. 105—114.
- [3] R. D. Middlebrook, S. Cuk, A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages, IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, U. S. A., (1976), pp. 18—34.
- [4] M. K. Kazimierczuk, *IEEE Trans. on PE*, PE-3(1988)2, 126—136.
- [5] V. Vorperian, Equivalent Circuit Models for Resonant and PWM Switches, Proc. ISCAS/IEEE, U. S. A., (1987), pp. 1080—1087.
- [6] Juebang Yu, Jianping Xu, Time Averaging Equivalent Circuit Analysis for a Class of Periodically Switching Networks, Proc. ISCAS/IEEE, Finland, June, (1988), pp. 1139—1142.
- [7] Jianping Xu, Juebang Yu, *Int. J. Electronics*, 67(1989)6, 937—948.
- [8] 许建平, 开关变换器的工作原理、建模、分析和仿真, 电子科技大学博士论文, 成都, 1988年10月。
- [9] K. H. Liu, F. C. Lee, *IEEE Trans. on PE*, PE-5(1990)3, 293—304.

ANALYSIS OF ZERO-VOLTAGE QUASI-RESONANT SWITCHING DC-DC CONVERTER

Xu Jianping

(Institute of Electronic Technology, Chengdu 610031)

Abstract The zero-voltage quasi-resonant boost switching DC-DC converter have been investigated by using the time averaging equivalent circuit approach of periodically switching linear networks. The DC steady state and the AC small signal characteristics of the converter are also given.

Key words Switching converter; Zero-Voltage quasi-resonant switch; Time averaging equivalent circuit approach