

带有功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的分析与设计*

王长勇

(盐城工学院 计算机工程系,江苏 盐城 224003)

摘 要 研究了电源变换器的电荷控制方式。阐述了电荷控制方式中次谐波振荡与电源及负载之间的关系,并对电荷控制型变换器作了小信号分析,建立了小信号模型。利用电荷控制, Flyback 功率因数校正器可工作在连续导通模式,并具有单位功率因数,其电路结构简单,成本低,具有良好的应用前景。但它仅适用于电源功率比较小的场合。

关键词 功率因数校正;电荷控制;分析;设计

中图分类号 TM13

文献标识码 A

文章编号 1671-5322(2002)04-0009-05

随着对电源质量要求的日益提高,对带有功率因数校正(PFC)的开关电源的需求日益提高。大量的电路拓扑和控制方法已应用于 PFC 电路。Boost 变换器和 Flyback 变换器等都能用于功率因数校正,目前 Boost 变换器比 Flyback 变换器用途更广,这主要是因为平均电感电流比开关电流更容易得到控制。

在小功率应用场合,因为 Flyback 变换器结构简单,灵活性强,所以 Flyback 变换器比 Boost 变换器具有更强的吸引力。利用开关信号, Flyback 变换器可以解决绝缘、起动、短路保护等问题,同时也不需要象 Boost 变换器那样要求电源电压比输出电压低。

在连续导通模式(CCM)下,电荷控制能控制任意 PWM 变换器的平均开关电流。利用电荷控制方式,在 CCM 下工作的 Flyback 变换器也能使功率因数达到 1,这种控制方法存在次谐波振荡以及由此而产生的输入电流的失真,它与电源电压和负载有关。引入外加斜坡能使次谐波振荡消除^[1]。但引入外加斜坡会引起输入电流失真。因此对次谐波振荡和输入电流失真要折衷加以考虑。

1 带有功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的工作原理

用变换器电感电流作为控制量有许多方法,如峰值电流控制^[2]、平均电流控制^[3]等。电荷控制方式,也是利用电感电流的信息作为控制量的。

带有功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的原理框图如图 1 所示。在每一个开关周期的开始,用定频时钟开通功率级的主开关 T_S ,同时关闭辅开关 T_S' ,对主开关 T_S 的电流 $i_{S(t)}$ 取样,取样电流对电容 C_T 充电,当电容 C_T 上的电压 $V_{T(t)}$ 达到电压基准 V_{ref} (电压基准 V_{ref} 是由全波整流电压的采样值与电压环误差放大器的输出乘积决定的)时,功率级主开关 T_S 断开,辅开关 T_S' 开通,由于辅开关 T_S' 开通,电容 C_T 通过辅开关 T_S' 放电,直到下一个开关周期开始,电容 C_T 再次充电,电容电压 $V_{T(t)}$ 体现了每一个开关周期内开关电流 $i_{S(t)}$ 的总电荷。因此,开关电流的总电荷得到了控制。电荷控制的 Flyback 变换器的稳态波形如图 2 所示。

当电荷控制变换器工作在轻载时,次谐波振荡是明显的。如图 3 所示,设主开关 T_S 在 $t=0$ 时打开,电感电流的初始值 I_1 ,当电感电流增加时,电容 C_T 的电荷也增加,当电容 C_T 上的电压 $V_{T(t)}$ 达到电压基准 V_{ref} 时,主开关 T_S 断开,电感电流下降,在电感电流下降而未达到 I_1 时,主开关 T_S 再次由定频时钟开通。因为 $I_2 > I_1$,因此,下一个周

* 收稿日期:2002-09-01

作者简介:王长勇(1964-),男,江苏盐都县人,硕士,盐城工学院讲师。

期电容 C_T 上的电压 $V_{T(t)}$ 达到电压基准 V_{ref} 的值只需要较短的时间。因此在系统中出现了次谐波振荡,振荡频率是开关频率的一半。

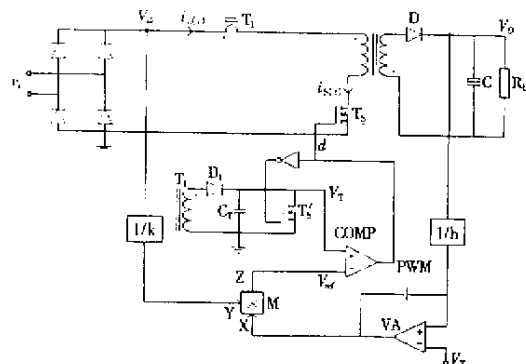


图 1 带功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的原理框图

Fig.1 Circuit diagram of Flyback PFC with charge control

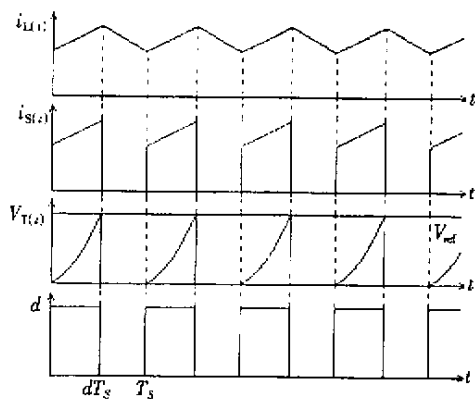


图 2 电荷控制稳态波形

Fig.2 Steady-state waveforms of charge control

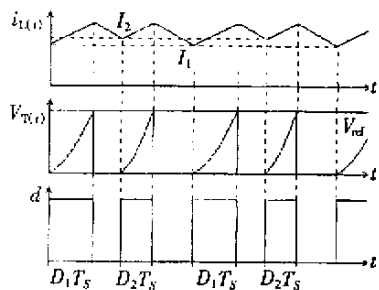


图 3 轻载时次谐波振荡

Fig.3 Subharmonic oscillation at light load

2 带功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器电流环的等效

2.1 离散时间模型

在电荷控制中,开关电流(等于开关开通时间内的电感电流)被积分并与电压基准 V_{ref} 比较,电

压基准 V_{ref} 是由全波整流电压的采样值与电压环误差放大器的输出乘积决定的。假设在 $t = t_k + DT_S$ 时刻,电感电流 $i_{L(t)}$ 中附加了一个扰动 $i_{L,p(k)}$,这个扰动马上就会影响到下一个开关周期,引起开关开通时间的扰动 $d_{p(k+1)} T_S$ 。如图 4 所示,它表示了扰动对开关时间的影响。图 4 中稳态波形用实线表示,扰动波形用虚线表示。图 4 中假设输入电压、输出电压以及电压基准的扰动是零。

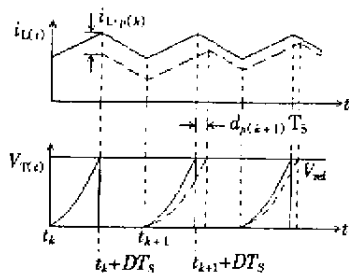


图 4 电感电流扰动的影响

Fig.4 Propagation of the perturbation in charge control

$i_{L,p(k)}$ 与 $d_{p(k+1)} T_S$ 之间的关系可以求得:

$$\begin{aligned} \int_{t_k}^{t_k+DT_S} i_{L(t)} dt &= \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+(D+d_{p(k+1)})T_S} (i_{L(t)} + i_{L,p(k)}) dt \\ &= \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+DT_S} i_{L(t)} dt + \int_{t_{k+1}+DT_S}^{t_{k+1}+(D+d_{p(k+1)})T_S} i_{L(t)} dt \\ &\quad + \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+DT_S} i_{L,p(k)} dt + \int_{t_{k+1}+(D+d_{p(k+1)})T_S}^{t_{k+1}+(D+d_{p(k+1)})T_S} i_{L,p(k)} dt \end{aligned} \quad (1)$$

在稳态时有:

$$\int_{t_k}^{t_k+DT_S} i_{L(t)} dt = \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+DT_S} i_{L(t)} dt \quad (2)$$

因为 $d_{p(k+1)} \ll D$, 所以有:

$$\int_{t_{k+1}+DT_S}^{t_{k+1}+(D+d_{p(k+1)})T_S} i_{L(t)} dt \approx I_{L(t_{k+1}+DT_S)} d_{p(k+1)} T_S \quad (3)$$

式中 $I_{L(t_{k+1}+DT_S)}$ 是电感电流在 $t = t_{k+1} + DT_S$ 时的值,因为 $i_{L,p(k)}$ 在 $[t_{k+1}, t_{k+1} + DT_S]$ 时间内是一个常数,因此:

$$\int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+DT_S} i_{L,p(k)} dt = DT_S i_{L,p(k)} \quad (4)$$

将方程式(2)、(3)、(4)代入方程式(1)得:

$$i_{L,p(k)} = - \frac{I_{L(t_{k+1}+DT_S)}}{D} d_{p(k+1)} \quad (5)$$

式(5)表明,在 $t = t_k + DT_S$ 时刻电感电流的变化引起了 $t = t_{k+1} + DT_S$ 时刻占空比的变化。

图4表明 $i_{L,p(k)}$ 的变化“保持”了系统的变化,也就在 $[t_k + DT_s, t_{k+1} + DT_s]$ 这段时间内, $i_{L,p(k)}$ 保持不变。因为 i_L 和 d 两者之间是离散的,所以可以利用 Z 变换,相应的 Z 变换表达式为:

$$i_{L,p}(z) = -\frac{I_{L,(t_{k+1}+DT_s)}}{D} Z d_p(z) \quad (6)$$

对应的取样连续时间表达式为:

$$i_{L,p}(s) = -\frac{I_{L,(t_{k+1}+DT_s)}}{D} d^{sT_s} \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s} d_p(s) \quad (7)$$

2.2 电流环的等效

电荷控制模型不存在直接的电感电流反馈,但是,在开关开通时,电感电流被积分,用作控制信号。从等式(7)可以看出,如果电感电流存在扰动,则占空比也会产生扰动。因此,在小信号情况下,电荷控制电路中存在一个等效的电感电流反馈环,式(7)表达了反馈的传输函数。

对于典型的电流反馈环,小信号模型如图5所示。

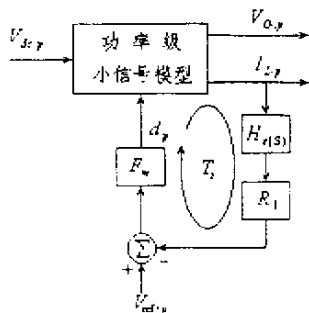


图5 电荷控制等效电流环小信号模型

Fig.5 Small-signal model of equivalent current loop for charge control

从图5中可以推导出从电感电流到占空比的传输函数:

$$\frac{d_p(s)}{i_{L,p}(s)} = -F_m R_i H_e(s) \quad (8)$$

比较式(7)、(8),可得:

$$F_m = \frac{D}{I_{L,(t_{k+1}+DT_s)} R_i} \quad (9)$$

$$H_e(s) = \frac{sT_s}{e^{sT_s} - 1} \quad (10)$$

F_m 为调制增益, R_i 为等效电流增益。 $H_e(s)$ 表示电流环采样传递函数,它与峰值电流控制的采样传递函数具有相同的表达形式,采样传递函数 $H_e(s)$ 为:

$$H_e(s) = \frac{S^2}{\omega_s^2} + \frac{S}{\omega_s Q_s} + 1 \quad (11)$$

式中: $\omega_s = \frac{\pi}{T_s}$, $Q_s = -\frac{2}{\pi}$ 。

式(9)给出的调制增益 F_m 可以从调制器的输入和输出波形推导出来。在系统中,假设电压基准 V_{ref} 有一个扰动 $V_{ref,p(k)}$,如图6所示,它就会使开关的开通时间产生一个扰动 $d_p(k) T_s$ 。假设输入电压和输出电压没有扰动,可得:

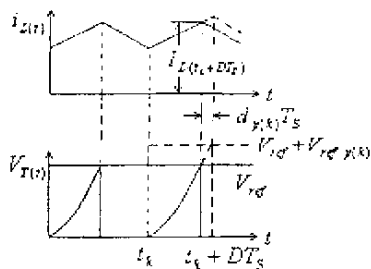


图6 用于推导调制增益的波形

Fig.6 Waveforms used to derive the modulator gain

$$V_{ref,p(k)} = \frac{1}{C_r} \int_{t_k+DT_s}^{t_k+(D+d_p(k))T_s} i_L(t) dt \quad (12)$$

可以假设 $i_L(t) = I_{L,(t_k+DT_s)}$,则由式(12)可得:

$$F_m = \frac{d_p(k)}{V_{ref,p(k)}} = \frac{C_r}{I_{L,(t_k+DT_s)} T_s} \quad (13)$$

比较式(9)和(13),等效电流增益就可求出:

$$R_i = \frac{DT_s}{C_r} \quad (14)$$

3 带有功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的模型

前面已经提及,电荷控制变换器存在次谐波振荡,它与电源电压和负载有关。对一个功率因数校正电路来说,在每一个电源周期内,电源电压总是变化的,从零变化到电源电压的峰值。因此,如果在系统中不加入外加斜坡,次谐波振荡总是不可避免的。为了研究这个不稳定的问题,就需要分析电荷控制的电流环路增益。电荷控制的电流环路增益为:

$$T_i(s) = F_m R_i G_{id}(s) H_e(s) \quad (15)$$

式中: F_m 为调制增益; R_i 为电流增益; $H_e(s)$ 为采样传递函数; $G_{id}(s)$ 是功率级从占空比到电感电流的传输函数。

$G_{id}(s)$ 可以是这样来确定的,假设在每个开关周期内,电源电压是常数。对 Flyback 变换器来说, $G_{id}(s)$ 的低频部分是随电源电压的变化而变化的,而其高频部分与电源电压无关。因为低频部分不影响电流环的稳定性,像在分析平均电流控

制的 Boost 变换器时一样,可以得到一个简单的从空比到电流的增益函数 $G'_{id}(s)$,对 Flyback 变换器:

$$G'_{id}(s) = \frac{V_o}{DsL} \quad (16)$$

具有外加斜坡的电荷控制的变换器的调制增益 F_m 为:

$$F_m = \frac{D}{(I_{L \cdot (t_k + DT_s)} + S'_e C_r) R_i} \quad (17)$$

式中 $I_{L \cdot (t_k + DT_s)}$ 是电感电流的峰值。

$$S'_e = S_e - S_L \quad (18)$$

S_e 是外加斜坡的斜率, S_L 是电压基准的斜率, S_L 在电源电压的前半个周期为正,在后半个周期内为负。

根据式(15)、式(16)、式(17)和式(11)我们可以推导出电荷控制的 Flyback 变换器的电流环路增益为:

$$T_i(s) = \frac{K_1}{S} \left(\frac{S^2}{\omega_s^2} + \frac{S}{\omega_s Q_s} + 1 \right) \quad (19)$$

式中:

$$K_1 = \frac{V_o}{(I_{L \cdot (t_k + DT_s)} + S'_e C_r) L} \quad (20)$$

从式(19)中可以看出,电流环增益是两个部分:一个部分是积分,另一个部分是右半平面的一对零点,两个零点的中心是开关频率的一半。以积分增益作为参变量的电荷控制的 Flyback 变换器,电流环路增益曲线族如图 7 所示。

从式(20)可以看出, $I_{L \cdot (t_k + DT_s)}$ 越小, K_1 就越大, K_1 越大就使得电流环的相位裕度越小,甚至变为负值,这就表明:电源电压过零时,开关电流的峰值比较小,就会出现次谐波振荡。从式(7)还可以看出,增加外加斜坡(也就是增大 S'_e)或增加电感量 L ,会使 K_1 减小,从而可增加电流环的相位裕度。

当将外加斜坡引入系统后,就会产生输入电流的失真,如果没有外加斜坡,线电流能很好地跟着电流基准而变化;当引入外加斜坡后,输入电流是跟着电流基准减去 $S_e DT_s$ 而变化的。在电源电压过零时,输入电流的失真最为严重,因为在电源电压过零时,输入电流与 $S_e DT_s$ 的大小差不多,甚至还要小。因此,需要综合考虑输入电流的失真和次谐波振荡的范围。减少了次谐波振荡的范围,就会增加输入电流的失真。

万方数据

4 带有功率因数校正的电荷控制型 Flyback 变换器的电路设计

为了证实上面提出的概念,我们设计了一个 200 W 的 Flyback 变换器。电源电压变化范围是 80 V 到 140 V,输出电压是 38 V,开关频率是 50 kHz,功率级设计的主要任务是反激变压器的设计,输出滤波电容的选择与 Boost PFC 电路相似,这里不再讨论。

为了设计反激式变换器,必须根据给定的参数以及输入电压,输出电压等条件,确定反激式变压器的匝比 N 、电感量 L 、开关电流的最大峰值 $I_{SP \cdot \max}$ ($I_{SP \cdot \max}$ 在 PWM 变换器中等于电感电流的峰值)等。匝比 N 由功率级开关 T_s 和整流二极管 D 的耐压所确定:

$$V_{DS} = V_{IP \cdot \max} + NV_D \quad (21)$$

式中: V_{DS} 是开关管 T_s 的漏源极之间的耐压; V_D 是整流二极管 D 的耐压。

根据给定的输入电压和输出电压, N 可选择 2,这样电路中可使用有特基二极管。

在选定了匝比 N 之后,占空比的最小值就可以由下式求得:

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_o + V_{IP \cdot \max}/N} \quad (22)$$

图 8 说明了输入电流峰值与开关电流峰值和电感 L 之间的关系,在一个开关周期内开关电流的平均值(图中阴影部分除以 T_s)等于在这个开关周期内输入电流的瞬态值。因为输入电流峰值出现在占空比为最小值的时候,我们可得:

$$I_{I \cdot P} = \frac{1}{T} \int_0^{D_{\min}} i_s dt \quad (23)$$

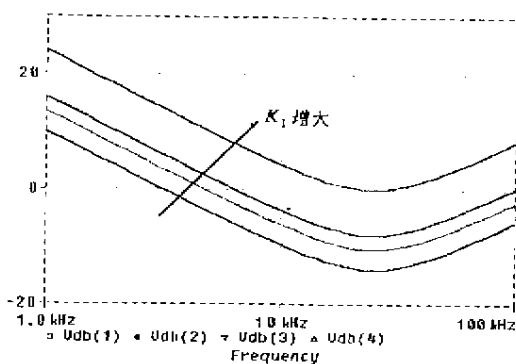
式中 $I_{I \cdot P}$ 是输入电流的峰值。如果输出功率一定,最大的输入电流峰值出现在电源电压为最小值的时候,根据功率平衡关系,可得:

$$V_{IP \cdot \max} = \frac{\sqrt{2} P_o}{V_{I \cdot \text{rms} \cdot \min} \eta} \quad (24)$$

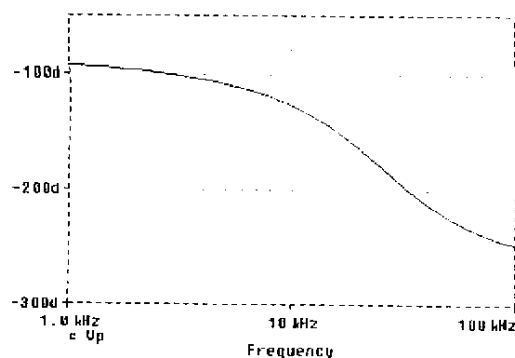
式中, $V_{IP \cdot \max}$ 是输入电流峰值的最大值, $V_{I \cdot \text{rms} \cdot \min}$ 是电源电压有效值的最小值, P_o 是输出功率, η 是效率。如果 $\eta = 85\%$,则可求出 $V_{IP \cdot \max} = 3.9 \text{ A}$ 。

为了确定参数 L 和 $I_{SP \cdot \max}$,除式(23)外,还需要另一个等式,为了获得这个等式,我们假设:

$$\Delta i_{SP \cdot \max} = \frac{1}{3} I_{SP \cdot \max} \quad (25)$$



(a) 幅频特性



(b) 相频特性

图7 电荷控制型 Flyback 变换器电流环环路增益曲线

Fig.7 Simplified current loop gain of Flyback PFC with charge control

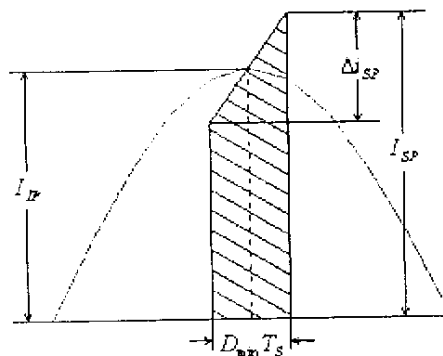


图8 输入电流峰值和开关电流之间关系

Fig.8 The relation between peak line current and switch current

$$\text{式中: } \Delta i_{SP \cdot \max} = \frac{V_{IP \cdot \min}}{L} D_{\min} T_S \quad (26)$$

由式(23)和式(25),就可求出 L 和 $I_{SP \cdot \max}$:

$$I_{SP \cdot \max} = \frac{6}{5} \frac{I_{IP \cdot \max}}{D_{\min}} \quad (27)$$

$$L = \frac{5}{2} \frac{V_{IP \cdot \min} D_{\min}^2 T_S}{I_{IP \cdot \max}} \quad (28)$$

对于给定的 $D_{\min}$ 、电源电压的变化范围和输出功率,可得: $I_{SP \cdot \max} = 15.7 \text{ A}$, $L = 154 \mu\text{H}$ 。

如前所述,如果没有外加斜坡,在电源的整周期内,次谐波振荡是不可避免的,而将外加斜坡引入系统后,就会引起线电流失真。像讨论 Boost 变换器一样^[1],增加合适的直流偏置可以部分地解决失真问题。但是加入外加斜坡和直流偏置,将使电路的设计变得复杂化。从前面的讨论可知,次谐波振荡仅仅发生在开关电流较小的区域,增大电感量会使次谐波振荡的区域减小。因此,在实际设计中,电感的大小选择是式(28)所确定数值的三倍,不在系统中引入外加斜坡。这样,次谐波振荡仅存在于电源电压过零附近的很小的区域内。而它对于系统的性能几乎没有影响。

对于闭合的电压环路, Flyback PFC 变换器的电压环的小信号特性也需要讨论研究,关于平均电流控制的 PFC 电路的小信号模型同样也适用于 Flyback PFC 电路。因为它的推导与变换器的拓扑结构无关。

5 结束语

Flyback PFC 电路几乎可以达到单位功率因数,由于这个电路的功率级和控制电路都很简单,这个电路在将来将会得到广泛的应用。

电荷控制 Flyback PFC 变换器具有如下优点:

(1)功率级电路非常简单;(2)输出电压既可比输入电压高,也可比输入电压低;(3)解决了绝缘、起动和断路保护等问题。

Flyback PFC 电路的缺点是输出功率不高,当输出功率增加时,电压和电流的应力也增加,开关应力的增加,在开关转变时泄漏的能量也会增加,这也是限制提高输出功率和效率的关键所在。

参考文献:

- [1] 王长勇. 峰值电流控制 Boost 功率因数校正器中的斜坡补偿[J]. 盐城工学院学报, 2001, 54(4): 5-8.
- [2] Capel A, Ferrante G. Application of the Injected Current Model for the Dynamic Analysis of Switching Regulators with the New Concept of LC3 Modulator[J]. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1987, (2): 135-147.
- [3] Ridley R. Average Small-Signal Analysis of the Boost Power Factor Correction Circuit[J]. Virginia Power Electronics Center Seminar, 1989, (4): 108-120.

量进行比较。

4.4 质量试验

(1)原材料的检查和抽检。

(2)施工中检查桩长、桩径、间距、喷粉量是否符合设计要求,检查施工原始记录是否符合要求。

(3)所成的桩通过触探或取芯,测定强度是否符合设计的规定值,通过现场载前试验检查加固效果。

(4)开挖后,通过肉眼、尺量等对桩的维护效果进行全面检查。

5 结语

该工程在施工过程中,经现场抽查用轻便触

参考文献:

- [1] 马海龙,费勤发.粉喷桩复合地基的实验研究及设计方法[J].岩土力学,1995,16(3):49-54.
- [2] 赵志缙,赵帆.高层建筑基础工程施工[M].第2版.北京:中国建筑工业出版社,1993.
- [3] 沈杰.地基工作设计手册[M].上海:上海科学技术出版社,1988.

The Technology Of Foundation Pit Shores of New Century Commercial Building

ZHOU Qing

(Yangcheng City Architectural Design Institute,Jiangsu Yancheng 224002,China)

Abstract Taking the architectural engineering of Yancheng New Century Commercial Building in Jiangsu Province as study object,the paper introduced the foundation shores of basements in mid-story and high-story buildings of the typical soft stratum in the coastal areas in the north of Jiansu Province.It aimed at analyzing the design of shores of foundation slope, structure design,constructional planning and quality test, etc in a complete way. Consequently, it solved the technical problem of high-story buildings on soft stratum and provided an economical and safe way for the slope shores of large foundation excavation in such area.

Keywords foundation shores; powdered jet pile; intensity of soil-cement

(上接第 13 页)

Analysis and Design of Flyback PFC with Charge Control

WANG Chang-yong

(Department of Computers Engineering of Yancheng Institute of Technology,Jiangsu Yancheng 224003,China)

Abstract A power converter control method, charge control,is studied. The relationship between the subharmonic oscillation and line/load condition of charge control is defined. A complete Small-signal analysis is performed. The small-signal model is confirmed. Using charge control, a Flyback converter can operate in continuous conduction-mode (CCM) with unity power factor. Due to its simplicity and low cost, Flyback PFC is suitable for low power applications. The results show good prospects of application.

Keywords power factor correction(PFC); charge control; analysis; design