

多输出反激变换器交调性能分析

王平, 朱斌, 李天池

(中国航天二院 25 所 北京 100854)

摘要:在多输出变换器中,理想情况下,辅助输出电压与主输出电压满足变压器匝数比的关系。但实际上变换器的辅助输出受到一些因素的影响,输出电压随负载的变化而变化。以多输出反激变换器为模型,分析影响他的辅助输出交调性能的因素,结果发现第二种缓冲器的变换器交调性能更好。

关键词:多输出;反激变换器;交调;缓冲器

中图分类号:TN710

文献标识码:B

文章编号:1004-373X(2007)12-169-03

Analysis of Cross-regulation in Multiple-output Flyback Converter

WANG Ping, ZHU Bin, LI Tianchi

(No. 25 Institute, Second Academy of China Aerospace, Beijing, 100854, China)

Abstract:In ideal multiple-output converter, the ratio of output voltage equal to the ratio of their turns. But actually, output will vary following the variety of load. This article analyzes the factor that influence the cross-regulation of converter based on the model of flyback, and finds the converter with second snubber is better.

Keywords:multiple-output; flyback converter; cross-regulation; snubber

1 引言

开关电源以重量轻、体积小、效率高等优势在电源应用中所占的比例不断加。多路输出开关电源根据负载的要求可提供多种隔离稳定输出电压,因此其应用更为广泛。基本的多路反激变换器,通过同一变压器耦合多个绕组以得到多个不同输出,主输出通过反馈回路,保持输出电压稳定,主路输出有着良好的电源调整率和负载调整率,而其他辅助输出通过交调能力来调整各自的输出,输出范围变化大。这里通过建立反激变换器的计算模型,来分析影响带缓冲 RCD 反激变换器交调性能的因素。

2 带 RCD 缓冲网络的多输出反激变换器交调性能分析

图 1,图 2 所示的是带 RCD 缓冲网络的有两个输出绕组反激变换器, V_i 是输入, V_1 和 V_2 分别为 1 端和 2 端的输出,主输出 1 通过反馈检测调整其输出,而辅助输出 2 主要通过交叉调整。

图 1 和图 2 的电路结构相似,只是 RCD 缓冲网络的位置不同。

下面就图 1 结构的变换器交调性能进行详细的分析。

L_m, L_3, L_1, L_2 分别为励磁电感、原边漏感、副边 1 漏感、副边 2 漏感。由于绕组阻抗影响与漏感相比很小,为了分析计算简单,在模型中忽略了绕组阻抗。在以下分析中,假设:输出 2 的负载比输出 1 的负载轻; C, C_1, C_2 足够大,

以至于在整个开关周期中他们上的电压保持不变。

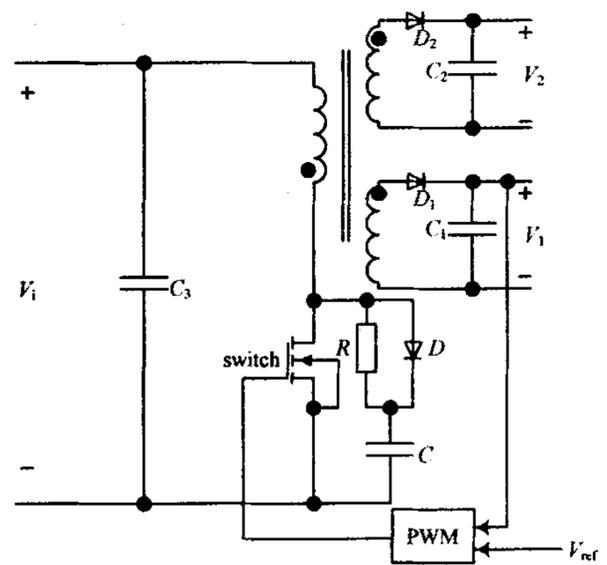


图 1 输出绕组反激变换器 1

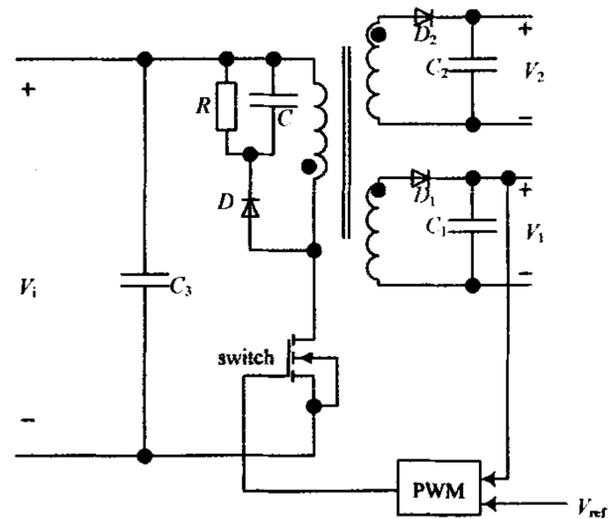


图 2 输出绕组反激变换器 2

(1) 工作模式 1(见图 3)

当开关 S 在 t_0 时刻闭合时,电流通过 L_m, L_3 , 开关形成

回路, L_m, L_3 储能, D_1, D_2, D 均反向截至。励磁电流为 i_m 。

$$V_i = (L_m + L_3) \frac{di_m}{dt} \quad (1)$$

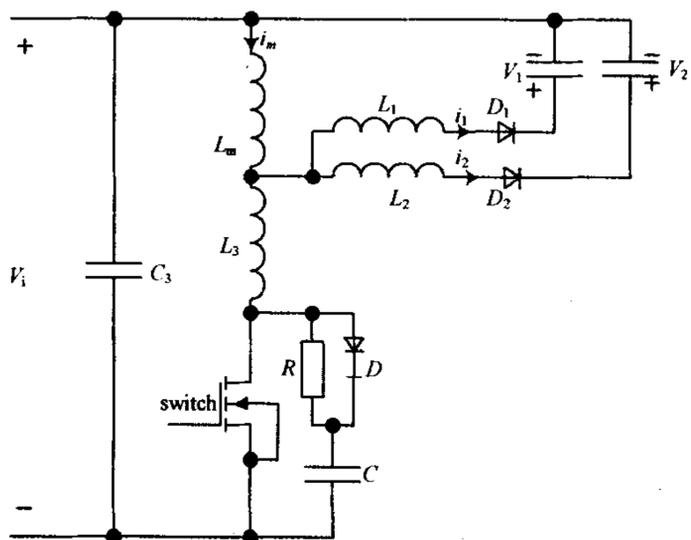


图3 工作模式1

(2) 工作模式2(见图4)

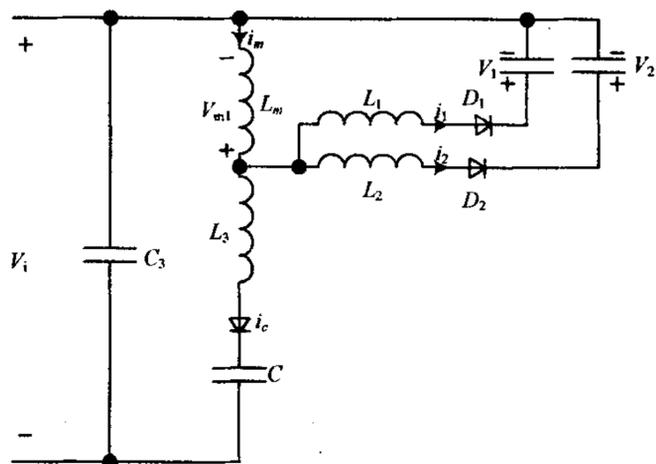


图4 工作模式2

当开关在 t_1 时刻断开时, D, D_1, D_2 导通, 漏感 L_3 上的电流可以通过 D 向电容 C 充电。

$$\begin{aligned} \frac{di_m(t)}{dt} &= \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{di_1(t)}{dt} + \frac{di_2(t)}{dt} \\ -\frac{V_{m1}}{L_m} &= \frac{V_{m1} + V_i - V_c}{L_3} + \frac{V_{m1} - V_1}{L_1} + \frac{V_{m1} - V_2}{L_2} \end{aligned} \quad (2)$$

设 $k_1 = \frac{L_m}{L_1}, k_2 = \frac{L_m}{L_2}, k_3 = \frac{L_m}{L_3}$, 由式(2)可解得:

$$V_{m1} = \frac{k_1 V_1 + k_2 V_2 + k_3 (V_c - V_i)}{1 + k_1 + k_2 + k_3} \quad (3)$$

在二极管 D 导通时间段 T_1 内, 流经电容 C 的电流为 $i_c(t)$:

$$i_c(t) = \frac{V_{m1} + V_i - V_c}{L_3} t + I_0 \quad (4)$$

T_1 可以由令 $i_c(t) = 0$ 而求得:

$$T_1 = \frac{L_3 I_0}{V_{m1} + V_i - V_c} \quad (5)$$

把式(3)代入式(5)得:

$$T_1 = \frac{L_m I_0}{k_3} \cdot \frac{1 + k_1 + k_2 + k_3}{(V_c - V_i)(1 + k_1 + k_2) - k_1 V_1 - k_2 V_2} \quad (6)$$

在 T_1 期间, 输出端1和输出端2的电流 $i_1(t), i_2(t)$ 分别为:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{(V_{m1} - V_1)k_1}{L_m} t \\ i_2(t) &= \frac{(V_{m1} - V_2)k_2}{L_m} t \end{aligned} \quad (7)$$

在 t_2 时刻 ($t_2 = t_1 + T_1$), 流经 C 的减小为0。此时1端和2端的电流分别为:

$$I_1 = \frac{(V_{m1} - V_1)k_1 I_0}{k_3} \cdot \frac{1 + k_1 + k_2 + k_3}{(V_c - V_i)(1 + k_1 + k_2) - k_1 V_1 - k_2 V_2} \quad (8)$$

$$I_2 = \frac{(V_{m1} - V_2)k_2 I_0}{k_3} \cdot \frac{1 + k_1 + k_2 + k_3}{(V_c - V_i)(1 + k_1 + k_2) - k_1 V_1 - k_2 V_2} \quad (9)$$

(3) 工作模式3(见图5)

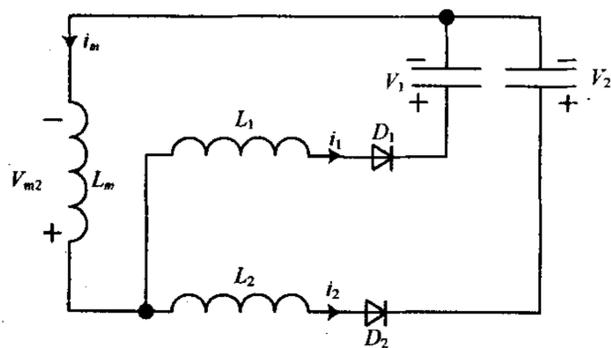


图5 工作模式3

流入 C 的电流为0时, 二极管 D 截至。

此时:

$$\begin{aligned} \frac{di_m(t)}{dt} &= \frac{di_1(t)}{dt} + \frac{di_2(t)}{dt} \\ -\frac{V_{m2}}{L_m} &= \frac{V_{m2} - V_2}{L_2} + \frac{V_{m2} - V_1}{L_1} \end{aligned} \quad (10)$$

解得:

$$V_{m2} = \frac{k_1 V_1 + k_2 V_2}{1 + k_1 + k_2} \quad (11)$$

在这个时间段内, 输出1端和2端的电流分别为:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{V_{m2} - V_1}{L_1} t + I_1 \\ i_2(t) &= \frac{V_{m2} - V_2}{L_2} t + I_2 \end{aligned} \quad (12)$$

由于2端的负载比1端的负载轻, 所以2端的电流 $i_2(t)$ 会在 $i_1(t)$ 之前降为0。设在 t_3 ($t_3 = t_2 + T_2$) 时刻, $i_2(t) = 0$ 令式(12)中 $i_2(t) = 0$, 可求得:

$$T_2 = \frac{L_m I_0}{k_3} \cdot \frac{(1 + k_1 + k_2)[k_1 V_1 + k_3 (V_c - V_i) - (1 + k_1 + k_3) V_2]}{[(1 + k_1 + k_2)(V_c - V_i) - k_1 V_1 - k_2 V_2](V_2 + V_2 k_1 - k_1 V_1)} \quad (13)$$

把式(13)代入式(12)得 t_3 时刻的 $i_1(t)$:

$$I_1' = \frac{V_{m2} - V_1}{L_1} T_2 + I_1 \quad (14)$$

(4) 工作模式4(见图6):在 $i_2(t)$ 减小为零后,在 $i_1(t)$ 减小为零之前的 T_3 时间段内:

$$i_1(t) = -\frac{V_1}{L_1 + L_m} t + I_1' \quad (15)$$

经过 T_3 时间段, $i_1(t)$ 减小为0。

令(15)中 $i_1(t) = 0$, 可解得:

$$T_3 = \frac{I_0 L_m (1 + k_1) (V_2 - V_1)}{V_1 (V_2 + V_2 k_1 - V_1 k_1)} \quad (16)$$

以上是开关周期的各个阶段内,输出1端和2端的分析计算。

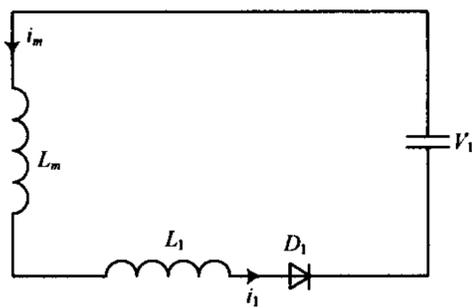


图6 工作模式4

(5) 下面计算在整个开关周期内,输出端的平均电流以及辅助输出的输出误差:

设整个开关周期为 T , 输出1端和2端的平均电流分别为:

$$I_{1avg} = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} T_1 I_1 + \frac{1}{2} (I_1 + I_1') T_2 + \frac{1}{2} I_1' T_3 \right]$$

$$= \frac{k_1 L_m I_0^2}{2 k_3 T}$$

$$M = \frac{V_1 (k_1 V_1 - V_2 - K_1 V_2) [k_1 V_1 + k_2 V_2 + (1 + k_1 + k_2) (V_i - V_c)]}{V_1 (k_1 V_1 - V_2 - K_1 V_2) [k_1 V_1 + k_2 V_2 + (1 + k_1 + k_2) (V_i - V_c)]} \quad (17)$$

$$I_{2avg} = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} (T_1 + T_2) I_2 \right] = \frac{k_2 L_m I_0^2}{2 k_3 T} \cdot \frac{(1 + k_1 + k_3) V_2 - k_1 V_1 + k_3 (V_i - V_c)}{(V_2 + K_1 V_2 - k_1 V_1) [k_1 V_1 + k_2 V_2 + (1 + k_1 + k_2) (V_i - V_c)]} \quad (18)$$

其中:

$$M = (V_1 - V_2) [k_1 V_1 + k_1 k_3 (V_1 + V_i - V_c) + k_2 k_3 (V_2 + V_i - V_c)] - k_3 V_2 (V_1 + V_i - V_c) - V_1 V_2 \quad (19)$$

两个输出端的平均电流比值为:

$$\frac{I_{2avg}}{I_{1avg}} = \frac{k_2 V_1 [k_1 (V_1 - V_2) - V_2 - k_3 (V_i + V_2 - V_c)]}{k_1 M} \quad (20)$$

本文开头已假设1端为主输出,并通过反馈控制其输出电压,这样无论他的负载如何变化,都可以认为 V_1 保持不变;而输出端2是开环(为了防止输出过电压,一般外接“死负载” r),没有任何反馈回路,他的输出主要通过输出1来交叉调整。令:

$$V_1 = V_2 + \Delta V \quad (21)$$

输出端2外接“死负载” r ,故他的平均电流为:

$$I_{2avg} = \frac{V_2}{r} \quad (22)$$

把式(21)和式(22)代入式(20)可得到2端输出误差的表达式:

$$I_{1avg} = \frac{k_1 N}{k_2 V_1 r [(1 + k_1) \Delta V + V_1 + k_3 (V_i + V_1 + \Delta V - V_c)]} \quad (23)$$

其中:

$$N = (V_1 + \Delta V) (k_3 V_1 V_i - k_3 V_c \Delta V + k_2 k_3 \Delta V^2 + k_3 V_i \Delta V + k_3 V_1 \Delta V - k_3 V_1 V_c + k_1 k_3 V_i \Delta V + k_1 V_1 \Delta V + V_1^2 + k_1 k_3 V_1 \Delta V + k_2 k_3 V_i \Delta V - k_1 k_3 V_c \Delta V + k_2 k_3 V_1 \Delta V - k_2 k_3 V_c \Delta V + k_3 V_1^2 + (V_1 \Delta V)) \quad (24)$$

通过式(23),(24),可以发现2端的电压误差 ΔV 与 $V_i, V_c, k_1, k_2, k_3, r, I_{1avg}$ 等因素有关。假设 $V_i = 170, k_1 = k_2 = 30, k_3 = 29.5, r = 66.7, V_1 = 5$, 现在观察在 $V_c = 100 \text{ V}, V_c = 160 \text{ V}$ 两种不同状态下,2端的输出误差与1端负载变化的关系。通过图7可以发现 V_c 越小,非反馈调节端的电压误差越小。

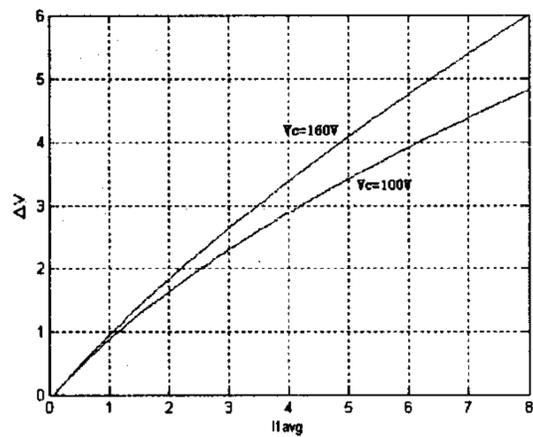


图7 输出误差1

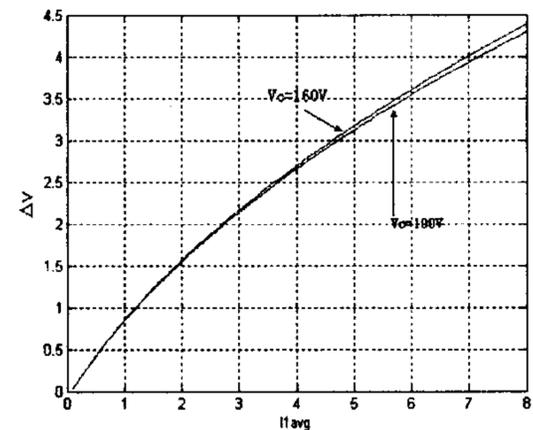


图8 输出误差2

(6) 现在考察图2缓冲网络结构的反激变换器:

通过类似前文的分析,可以得到2端得输出误差表达式:

$$I_{1avg} = \frac{k_1 N}{k_2 V_1 r [(1 + k_1) \Delta V + V_1 + k_3 (V_1 + \Delta V - V_c)]} \quad (25)$$

(下转第177页)

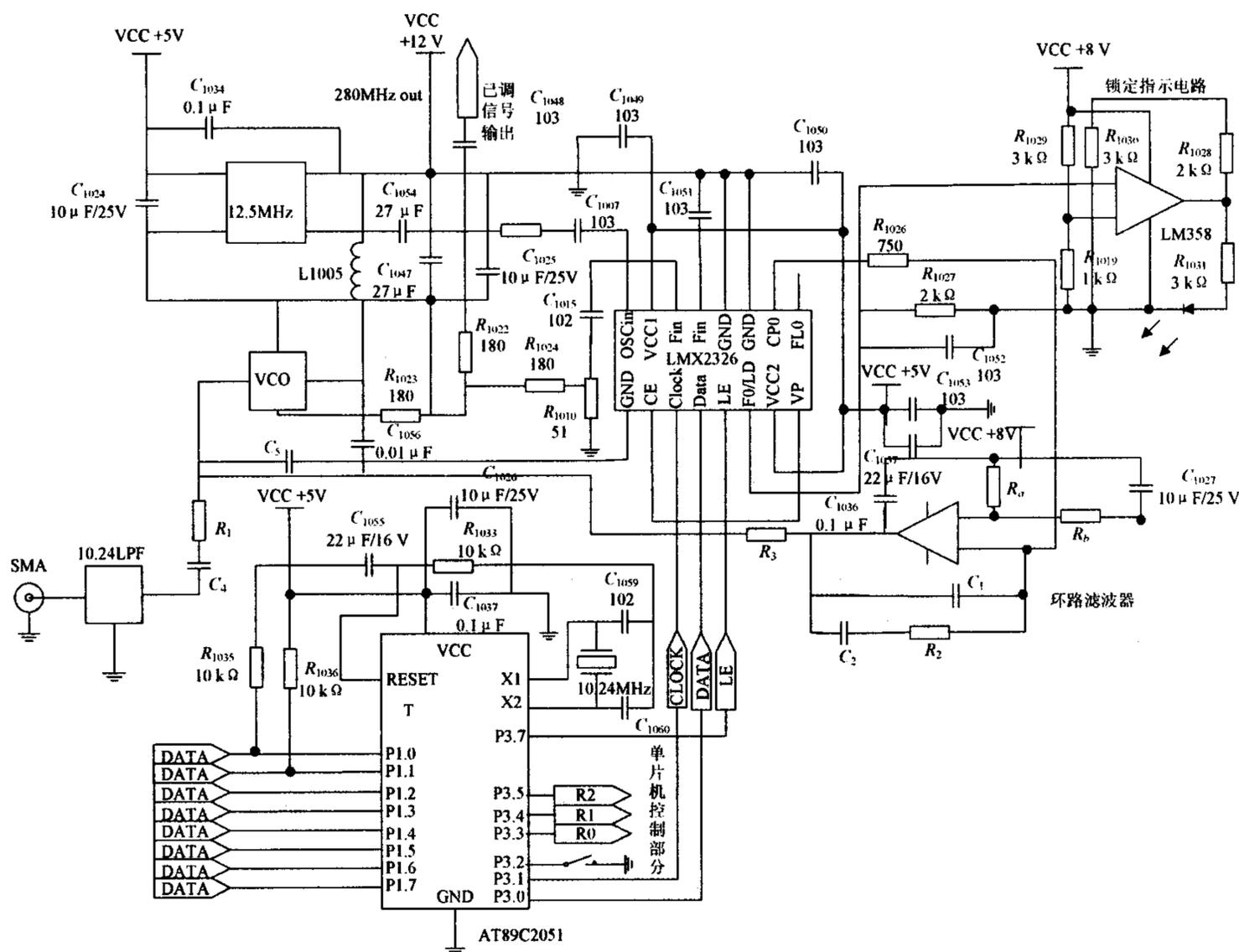


图3 电路原理图

参 考 文 献

[1] 张厥胜,郑继禹,万心平.锁相技术[M].西安:西安电子科技大学出版社,1994.

[2] 曹志刚,钱亚生.现代通信原理[M].北京:清华大学出版社,1992.
 [3] 黄智伟.无线发射与接收电路设计[M].北京:北京航空航天大学出版社,2004.

作者简介 王智鹏 男.研究方向为射频,微波及毫米波电路与系统.

(上接第171页)

$$N = (V_1 + \Delta V)(-k_3 V_c \Delta V + k_2 k_3 \Delta V^2 + k_3 V_1 \Delta V - k_3 V_1 V_c + k_1 V_1 \Delta V + V_1^2 + k_1 k_3 V_1 \Delta V - k_1 k_3 V_c \Delta V + k_2 k_3 V_1 \Delta V - k_2 k_3 V_c \Delta V + k_3 V_1^2 + V_1 \Delta V) \quad (26)$$

由式(25),(26)可以发现2端的输出误差与输入电压无关。此时,假设 $k_1 = k_2 = 30, k_3 = 29.5, r = 66.7, V_1 = 5$,观察不同 V_c 状态下, ΔV 与 $I_{1,avg}$ 的变化关系,如图8所示。通过对比图7和图8,可以明显发现:相同条件下,第二种结构的输出误差明显比第一种结构的输出误差小。

3 结 语

带 RCD 缓冲网络的多输出反激变换器的交调性能主要受以下因素影响:缓冲网络电容上的电压 V_c 、变压器的励磁电感 L_m 、辅助输出端2的死负载 r 、主输出端的电流 $I_{1,avg}$ 、变压器副边绕组的漏感 L_1, L_2 。

$V_i, k_1, k_2, k_3, r, V_1$ 固定不变时,非反馈调节端的输出误差随 V_c 的减小而减小;同时 V_i 的变化对输出误差也有一定的影响。比较上述两种缓冲器,可以发现,相同条件下,图2缓冲器结构的电路交叉调节性能更好,且输出误差不受 V_i 的影响。因此,在实际工程应用中,应首先考虑使用图2结构的缓冲器。

参 考 文 献

[1] 张占松,蔡宣三.开关电源的原理与设计[M].北京:电子工业出版社,2004.
 [2] Ji Chuanwen, Keyue M Smedly. Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Model[C]. PESC 99, IEEE, 1999, 2:920 - 925.
 [3] Matsuo H. Comparison of Multiple - output DC - DC Converters Using Cross Regulation[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1979:162 - 185.