

基于次优包络提取的间接参考跟踪控制方法

跟踪带宽高是快速参考跟踪电源的一项重要性能。基于多电平开关变换串联线性调节的混合拓扑方案，并在分析直接参考跟踪控制方法优缺点的基础上，提出了间接参考跟踪控制方法。该方法一方面将给定参考信号进行包络提取，并将该包络作为多电平开关变换的控制参考；另一方面将给定信号进行延时处理，延时后的信号作为后级线性调节的控制参考。间接参考跟踪控制方法下，多电平开关变换的开关频率等于给定参考信号的包络带宽，与直接参考跟踪控制方法相比，该方法可采用较低的开关频率实现较高的跟踪带宽。通过四电平样机跟踪实验验证了间接跟踪控制方法的有效性，实现了500 kHz开关频率下2.5 MHz的跟踪带宽。

刘青^{1,2} 张乃通¹ 李铁才² 张东来²/1.哈尔滨工业大学电子与信息工程学院 2.深圳航天科技创新研究院

为追求较高的数据传输速率和频谱效率，现代通信系统中广泛地应用CDMA、OFDM和802.11g等复合调制系统。复合调制信号具有较高的包络带宽（20 MHz甚至更高）以及较高的峰值平均功率比（Peak-Average Power Ratio, PAPR），通常为6~8 dB，有的甚至达到10 dB^[1]，这就要求射频功率放大器具有较高的线性度。

然而，经典放大器理论具有线性度和效率的矛盾。A类、B类等线性功率放大器线性度高而效率低下，D类、E类等非线性放大器的效率很高，但线性度差。为解决这一矛盾，包络跟踪（Envelope Tracking, ET）技术和包络恢复与消除（Envelope Elimination and Restoration, EER）技术被提出，是基于对功率放大器供电电源进行调节的两大电源控制技术^[2-5]。

这两类电源控制技术都需要一种能够快速跟踪给定参考信号并具有高效的DC-DC变换器，称为快速参考跟踪电源（Fast Reference Tracking Power Supply, FRTPS）。在射频功率放大系统中，FRTPS所跟踪的参考信号即为通信信号的包络。先进调制技术的不断发展使得通信信号包络带宽和PAPR快速增长，要求FRTPS能够跟踪的带宽和实现的峰值功率越来越高，如下表所示。目前，世界上仅有Nujira的HAT技术可以实现20 MHz的跟踪带宽，但其技术已成为商业机密，且应用广泛性不高。因此，提高FRTPS的跟踪带宽成为亟待解决的问题。

表 无线标准下信号特性

无线技术	PAPR/dB	包络带宽/MHz
802.11a/g	8~10	20
WiMax	8~10	1~20
UMTS	3.5~7	5
WCDMA	3.2	3.84
CDMA ONE	5.5~12	1.25
CDMA2000	4~9	1.25
GSM	0	0.2

由于开关型DC-DC变换器受开关频率的限制，跟踪带宽很难提升，例如简单的buck变换器^[6-7]，带四阶滤波器的buck变换器^[8]，三电平buck变换器^[9]，多相buck变换器^[10-11]，多输入buck变换器^[12-13]，线性开关并联变换器^[14]等，这些拓扑可实现跟踪带宽不超过几百kHz，且跟踪带宽的提高仅能依靠开关频率的提高。在非集成条件下，开关频率很难大幅度提高，这是由于高频驱动难以实现且开关损耗严重影响效率。另外，滤波器的参



刘青/工程师

关键词/Keywords

快速参考跟踪电源 ·
高跟踪带宽 ·
直接参考跟踪 ·
包络提取 ·
间接参考跟踪 ·

深圳市科技创新技术攻关项目（JSGG20140519171924378）。

数设计较为困难是这类拓扑的通病。尽管多输入buck变换器方案依靠不同电平之间的脉宽调制方法简化了输出滤波器的设计,然而,滤波器的通带特性和高频匹配特性制约了跟踪带宽的提高。基于此,文献[15-18]提出了就开关多电平变换串联线性调节器的方案,并给出了两种可能的多电平拓扑结构。文献[17]给出了基于堆栈式电压源结构的实验结果,文献[18]给出了基于开关容变换器的独立源模拟多路器实现方案的结果。两种拓扑都实现了2 MHz的跟踪带宽和50 W的最大输出功率。

本文基于一种多路并联型多电平开关变换串联线性调节的拓扑结构,在分析其直接参考控制方法的控制原则和提升跟踪带宽所受的限制后,针对含有多个频率分量的参考信号,提出基于次优包络提取的间接参考跟踪控制方法,并给出两种包络提取方法。通过四电平样机实验验证了间接控制方法的有效性,实现了500 kHz开关频率下2.5 MHz的跟踪带宽。

开关线性串联型功率拓扑

1. 功率MOSFET共源极并联型多电平开关拓扑

多电平开关变换通常由一组高效电源与开关矩阵构成,文献[15]给出了多路电源并联和电压源单元串联两种结构。基于对效率优化和电路复杂度等方面的考虑,功率MOSFET共源极的并联型拓扑是较为理想的结构,如图1所示。

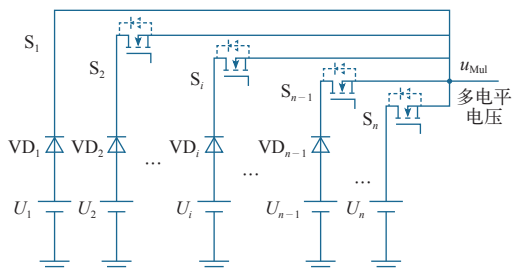


图1 功率MOSFET共源极并联型多电平变换器拓扑

该拓扑的每一支路都由一个直流电压源串联一个二极管和一个功率开关管构成。各支路电源之间是共地的,可由单一母线带多路非隔离DC-DC变换器构成,可避免反激或推挽等隔离拓扑的使用而提高效率,电源电压满足 $U_1 < U_2 < \dots < U_i$

$< \dots < U_n$ 的关系。由于功率管自身寄生反并联二极管的存在,高低电压支路之间会形成环流。为避免该环流,可在低电压支路中串接与寄生二极管反向的二极管。鉴于二极管的反向截止特性,最低电压支路可免去功率管的使用,而最高电压支路可不串接二极管。相较于文献[15]中的并联结构,该结构中的功率开关构成共源极结构,多个功率开关的隔离驱动仅需要一路隔离的辅助源供电,减小了电路的复杂度。另外,隔离辅助源由隔离式DC-DC变换器构成,通常损耗较大,减少隔离辅助源的使用,可提高电源的整体效率。

2. 基于NMOS高频晶体管的线性调节拓扑

多电平开关变换实现了对期望输出电压的功率曲线拟合,线性调节环节则需要对多电平电压进行准确调节,从而实现对参考信号的完全跟踪以获得期望的输出电压。由于多电平开关变换中不含有滤波环节,因而要求线性调节部分具有足够高的带宽和摆率以滤除前级变换带来的噪声。文献[15]指出线性调节环节的带宽至少应为给定参考信号带宽的两倍以上,并给出了详细的分析和摆率计算方法,这里不再赘述。线性调节环节通常由功率晶体管、运算放大器和相应的补偿反馈网络构成,如图2所示。由于该环节的高带宽要求,必须选择能够在非常高频率下工作的晶体管和运算放大器。

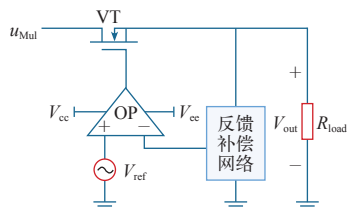


图2 线性调节环节

由于功率晶体管是通过器件,它必须满足一些特殊的工作条件。首先,其工作带宽要足够高。因此,可从高频和超高频的功率MOS型晶体管中进行选择。其次,其门源极之间的输入电容必须尽可能地小。这是因为运算放大器的输出直接控制功率晶体管,较高的门源极电容会导致运算放大器输出电流的饱和。另外,还要求晶体管

具有较大的跨导。跨导表示了能够在晶体管的门极之间所加的电压，如果跨导较低，就意味着门极电压必须非常高。

就运算放大器而言，除要求其带宽和摆率都必须非常高之外，其供电电压范围也是一个重要的问题。由于其输出直接接在MOS型晶体管的门极，其输出电压即为晶体管的门极电压，在较高的功率要求场合，门极电压通常较高，因而运算放大器的供电电压也应该足够高。

直接参考跟踪控制方法

如图3所示，将原始给定信号直接作为多电平变换的控制参考，而将给定信号延迟后作为线性调节参考，这种控制方式可被称作“直接参考跟踪”。该控制方法下充分利用二极管的反向截止特性，优化多电平变换的控制逻辑，将其定义为：当期望的包络输出电压处在 U_i 和 U_{i+1} 之间时，功率开关的控制脉冲 $S_2 \sim S_{i+1}$ 均为高电平，而 $S_{i+2} \sim S_n$ 均为低电平。这就意味着电平之间的切换仅涉及一个开关状态的变化，开关损耗小，且较低电压支路的控制脉冲持续时间相对较长，仅有最高电压支路开关的通断易受窄脉冲的影响。而且，优化控制逻辑下，控制脉冲中隐含的开关频率等于参考信号的带宽。

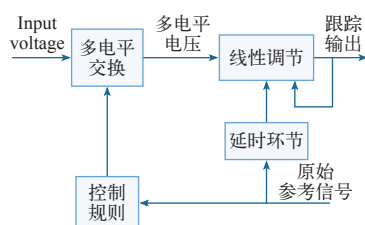


图3 直接参考控制框图

在直接参考控制方法下，当参考信号的带宽较小时，窄脉冲的影响可通过适当调节多电平电压阶数和基础电平值予以避免。然而，当给定参考信号的带宽较高时，不仅是最高电平支路，其他高电平支路也容易受到窄脉冲的影响，如图4所示。窄脉冲出现时，会出现高电平支路的功率开关尚未完全开通又开始关断的情况，多电平电压不能切换至期望的电平值，就会使得多电平电压

不能满足时刻大于期望输出电压的要求，从而使后级线性调节无法正常实现。

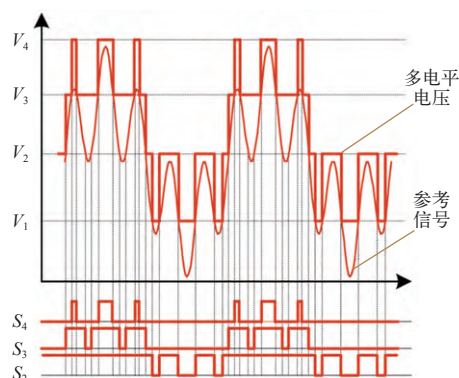


图4 直接参考跟踪控制方法下的控制脉冲

间接参考跟踪控制方法

1. 间接参考跟踪控制方法的提出

鉴于通信带宽不断增长的需求，以及直接参考跟踪在提高跟踪带宽上所受到的限制条件，本节提出了以较低开关频率实现高跟踪带宽的间接参考跟踪控制方案。该方案的思想是：首先获取原始给定信号的次优包络信号，将该包络信号作为多电平变换控制环节的参考来产生控制脉冲，而将原始给定信号延迟后作为后级线性调节的参考，从而获得期望的输出电压，其控制框图如图5所示。

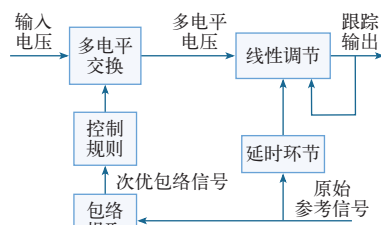


图5 间接参考跟踪的控制框图

所谓次优包络提取是指对含有多个频率分量的原始给定信号进行包络提取获得其包络信号，而该包络信号的带宽仍足够高，将其作为多电平变换的控制参考时，功率开关及其驱动的频率依然无法满足电平切换需求，因而需对包络信号进行包络提取，直至所获取的包络信号带宽能够使得开关变换生成的多电平电压满足后级线性调节的要求。因而，次优包络可能是参考信号的包

络,也可能是包络的包络,也有可能是多级包络提取后所获得的最终包络。

在间接参考跟踪控制方法下,控制脉冲的生成需将次优包络信号与基础电平进行比较,仍采用上文所述的优化控制逻辑,则可获得如图6所示的控制脉冲和多电平波形。可见,间接方法下控制脉冲中的窄脉冲数量大大减少,开关频率等于包络信号的带宽,可保证良好的多电平波形及后级线性调节的正确实现。

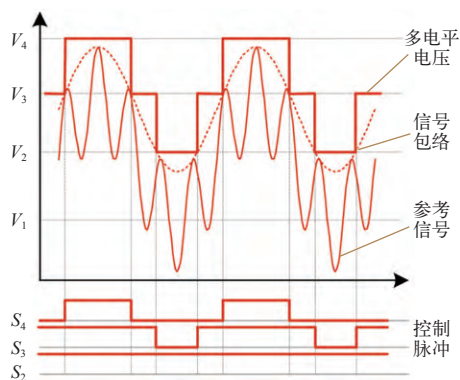


图6 间接参考跟踪下的控制脉冲

对比图4和图6不难发现,采用相同基础电压作为比较电平,由于间接控制方法中原始给定信号包络的变化范围变小,会出现较低电压支路控制脉冲恒为高电平的情况,从而使得多电平电压电平数目减小。从寄生角度考虑,多电平电压电平数目的减小有利于改善后级调节输出的电压波形。然而,正是由于各多电平电压持续时间变长,为多电平变换提供基础电平的高效电源组所需处理的功率变化范围增大,一方面使得高效电源组的设计条件变得苛刻,另一方面线性调节部分的功率损耗增大,这就意味着跟踪带宽的增加要牺牲一定的效率。

为了获取给定信号的包络,本节给出了两种包络提取方法:基于Hilbert-Huang变换的包络提取方法及基于非线性映射的包络提取方法,二者各有优缺点,适用的场合不同,下面分别予以阐述。

2. 基于Hilbert-Huang变换的次优包络提取方法

RFPA的放大信号具有随时间变化的包络,

并由其概率密度函数来表示。包络的概率密度函数描述了信号在不同幅值处的相对时间占有量,隶属概率统计范畴。这就意味着RF信号包络是统计量随时间变化非平稳信号。短时Fourier变换,Wigner-Ville分布,小波变换等^[19-20]时频分析方法是分析这类信号的有效手段。然而,该类方法都是以傅里叶变换(Fourier Transformation, FT)为最终理论依据的。用FT分析非线性、非平稳信号缺乏物理意义,出现虚假频率等,因此短时Fourier变换之类时频方法也不可避免地会遭受同样的缺陷,而只能用来粗略揭示信号的频率变化规律。

鉴于此,N. E. Huang等人提出了一种针对非平稳、非线性信号的时频分析方法,Hilbert Huang Transformation (HHT) 分析方法,理论上可以提取任意形状波形包络信号的各个组成分量的频率和振幅。该方法使用基本模式函数(Intrinsic Mode Function, IMF)概念,并指出任意信号都可以分解为包含不同时间尺度的若干IMF的和。同时,HHT分析方法还给出了经验模式分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)方法来获得构成信号的各个IMF。EMD方法的主要优势是基函数来自待分解信号本身,将待分解信号相邻峰值点间的时间间隔定义为时间尺度,产生自适应的基函数。对分解得到的IMF分量进行Hilbert变换就得到各个瞬时频率和振幅^[21]。

EMD分解过程中,端点的处理方法、包络线的拟合方法和EMD停止的条件是三个关键步骤。通常采用三次样条差值方法来获取信号上下包络线,并将极值点数目必须大于2作为筛选进行的前提条件。筛选过程中,由于端点处极值的不确定性,常常出现端点“飞翼现象”。经过各种端点极值的处理方法的对比,选择“边界全波法^[22]”。假设待分解信号 $f(t)$ 的所有极值点组成的时间序列为 $e(t_i)(i=1,2,\dots,n-1,n)$,则信号两端的局部均值估计值按如下式计算

$$m(0) = 0.5f(0) + 0.5[e(t_1) - e(t_2) + f(0)] \frac{t_1}{t_2} + 0.5e(t_1) \frac{t_2 - t_1}{t_2} \quad (1)$$

$$m(T) = 0.5f(T) + 0.5e(t_n) \frac{t_n - t_{n-1}}{T - t_{n-1}} + 0.5[e(t_n) - e(t_{n-1}) + f(T)] \frac{T - t_n}{T - t_{n-1}} \quad (2)$$

本文在利用EMD方法求取次优包络的过程中,不断地提取剩余分量中的最高频率分量,直至剩余分量中的最高频率分量不大于多电平变换的频率上限。这样,信号的上下包络可以表示为

$$f_H = f_s - \sum_{i=1}^n f_{h_i} - \sum_{i=1}^n A_{h_i} \quad (3)$$

$$f_L = f_s - \sum_{i=1}^n f_{h_i} + \sum_{i=1}^n A_{h_i} \quad (4)$$

式中, f_H 为信号的上包络; f_L 为信号的下包络; f_s 为原始信号; f_{h_i} 为原始信号中的各次高频分量; A_{h_i} 为各高频分量的幅值; n 为原信号最高频率与多电平变换频率上限之间的频率分量个数。

给定 $f(t) = 4\sin(200\pi t) + 2\sin(6000\pi t) + 6$, 通过编写Matlab程序对其进行包络提取,如图7所示,边界处的飞翼现象得到很好的抑制,然而,在边界处还是存在一定的畸变,图7中标注出四个畸变点,必须做单独处理。

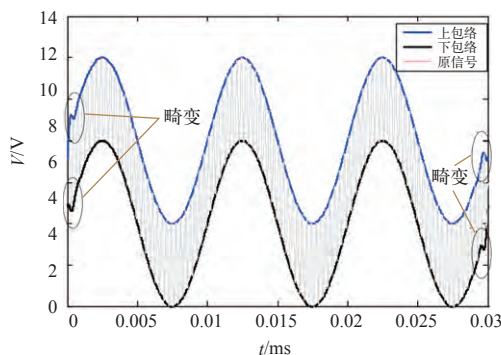


图7 全波边界法下包络提取

该方法要求知道一定的数据量,然后进行包络提取,实时特性差,而且两段数据分别进行包络提取之后,本应连续平滑的包络在二者连接处会存在更大的畸变,如图8所示。

3. 基于非线性映射的包络提取方法

基于Hilbert-Huang变换的包络提取方法在获取原始信号的完整包络时需要完整的数据量,这使得其在线应用特性差,而且数据边界处的包络处理较为困难,尤其是分段包络提取时,两段数

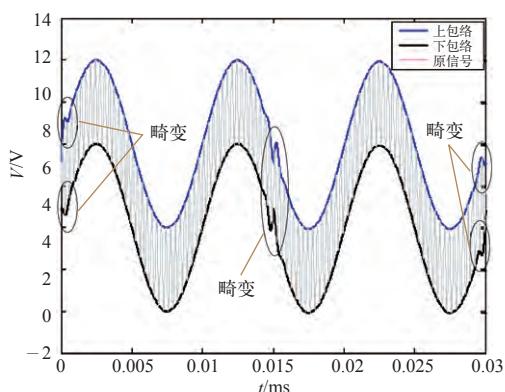


图8 分段包络提取

据的连接处的平滑包络会发生畸变,该畸变可能会在多电平变换的控制脉冲引入窄脉冲,多电平电压不能满足后级线性调节的需要,从而使得期望输出发生畸变,输出无法正确跟踪参考。而且在多电平串联线性调节方案下,只需提取原始信号的上包络即可。

鉴于该特点,本节提出一种基于非线性映射的包络提取方法。该方法首先根据原始参考信号的所有可能取值,建立一个非线性映射关系表,表中针对原始参考信号的每一取值都给出其对应的输出值,如图9所示。具体的非线性关系可根据信号的波形特点,或者信号取值满足的概率密度函数以及通信系统的功率增益等要求具体设计。这里仅以一个简单的非线性映射为例说明该方法的有效性。假设,原始信号的取值在 $0 \sim 4$ 之间变化,那么规定,当信号取值不大于1时,映射对应输出均为1;而当信号取值大于1时,映射输出为其自身,这样就可以获得如图10所示的原始信号及其包络波形。

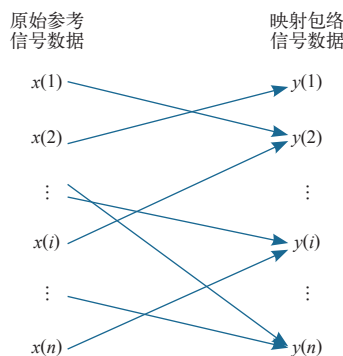


图9 非线性映射关系

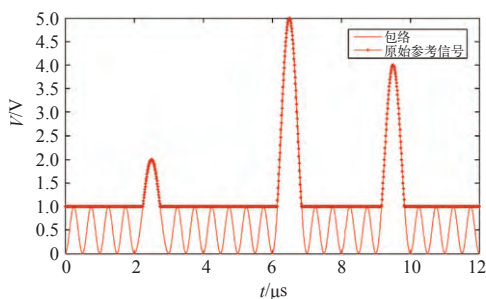


图10 基于非线性映射的包络提取

实验结果

无论是基于Hilber-Huang变换的包络提取方法，还是基于非线性映射的包络提取方法，模拟的控制方式已不再适用，这里基于AD+PGA+DA数字控制平台给出数字控制系统的结构框图，如图11所示。在基于Hilbert-Huang变换的包络提取下，首先编写Matlab程序，根据原始参考信号波形数据获得包络信号数据，并做边界处理，然后将原始参考信号波形数据及包络信号波形数据一同送入FPGA中，包络参考数据根据一定的控制方法获得多电平变换的控制脉冲，而原始参考信号数据经过数字延时并经D-A转换滤波输出构成线性调节参考。在基于非线性映射的包络提取方法下，原始参考信号可以以模拟信号的形式通过A-D采样送入FPGA中，也可以数字信号的形式直接接入FPGA中。一方面进行非线性映射获得包络数据，并根据一定的控制方法获得多电平变换的控制脉冲；另一方面将原始参考信号数据做延时处理并通过D-A转换滤波输出，形成线性调节

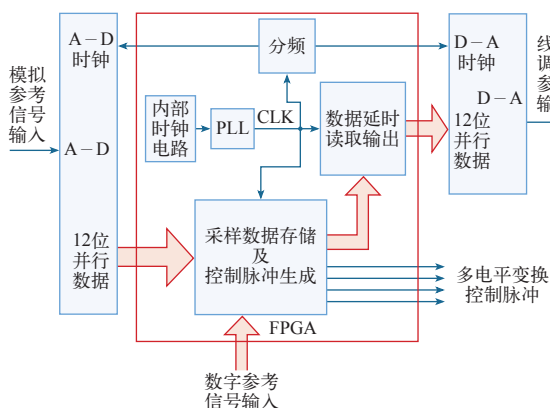


图11 基于FPGA的数字控制系统

的参考信号。图12为一种双频参考信号 u_s 及其包络信号 u_{en} 的波形，双频信号带宽为2.5 MHz，含有500 kHz和2.5 MHz两个频率分量。

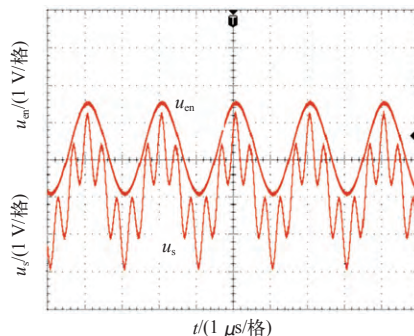
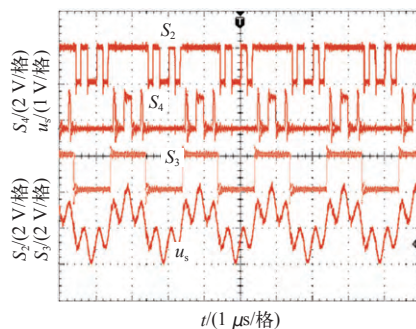
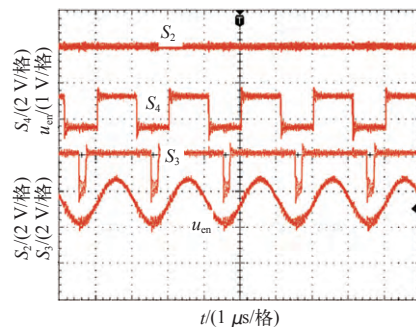


图12 给定参考信号及其包络波形

图13a和图13b分别为直接参考跟踪控制方法和间接参考跟踪控制方法下获得的各路控制脉冲波形，从图13a可以看到根据给定参考获得的控制脉冲中含有较多的窄脉冲，由于控制脉冲中隐含的最大开关频率为2.5 MHz，实际功率开关及其驱动频率无法满足2.5 MHz的需求，这就造成多电平电压的畸变及波形缺失，如图14a所示，从而使得后级线性调节无法正确实现。图13b中根据参考信号的包络获得的控制脉冲，基本消除



(a) 以原始信号为参考



(b) 以包络信号为参考

图13 控制脉冲 $S_2 \sim S_4$ 的波形

了窄脉冲的存在,控制脉冲中隐含的最大开关频率为500 kHz,所采用的功率开关及其驱动可以满足该频率要求,因而多电平电压波形良好,如图14b所示。

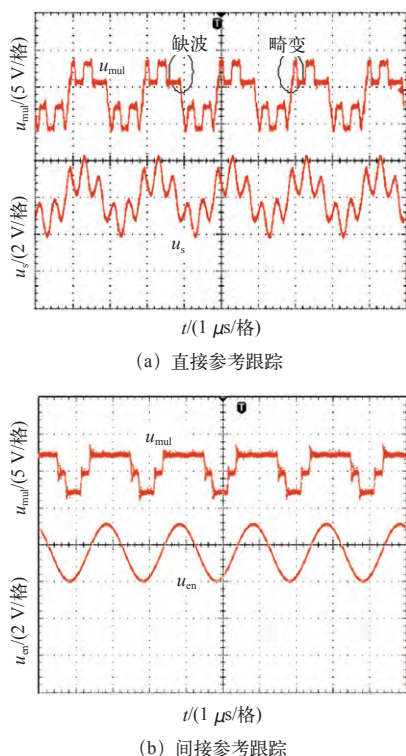


图14 不同控制方法下的多电平电压波形

图15为间接参考跟踪下的输出波形,跟踪性能良好,跟踪带宽达到2.5 MHz。这就说明,间接参考跟踪控制方法在现有较低的开关及其驱动频率下实现了更高的跟踪带宽。

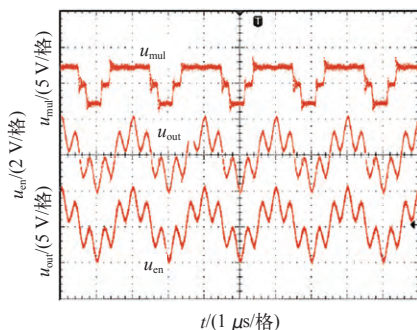


图15 间接参考跟踪输出

结束语

本文基于功率MOSFET共源极非隔离并联型多电平开关变换串联线性调节拓扑,研究了开关

线性混合型快速参考跟踪电源的控制方法。直接参考跟踪控制方法中,给定参考信号被直接用作多电平开关变换的控制参考,需求的开关频率等于参考信号的带宽。当功率开关及其驱动无法满足频率要求时,跟踪控制无法正确实现。鉴于此,提出基于次优包络提取的间接参考跟踪控制方法。该方法下,将给定参考信号进行包络提取,以包络信号作为多电平开关变换的控制参考。通过与直接参考跟踪控制方法的理论和实验对比分析,可得到以下结论。

1) 间接参考跟踪控制方法中多电平变换的开关频率等于参考信号的包络带宽。

2) 在功率开关及其驱动水平受限的条件下,间接参考跟踪控制方法可以较低的开关频率实现较高的跟踪带宽,本文以500 kHz 开关频率实现了2.5 MHz 的跟踪带宽。

3) 间接跟踪控制方法下,获得较高跟踪带宽的同时必须牺牲一定的效率,而且对高效电源组的设计提出更加严格的要求。

参考文献

- [1] Xiong X L, Ruan X B, Xi H, et al. Feed-forwarding the output voltage to improve efficiency for envelope-tracking power supply based on a switch-linear hybrid scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (8): 2106-2111.
- [2] Norris M, Maksimovic D. 10 MHz large signal bandwidth, 95% efficient power supply for 3G-4G cell phone base stations [C]. 27th Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012: 7-13.
- [3] Bathily M, Allard B, Hasbani F, et al. Design flow for high switching frequency and large-bandwidth analog DC/DC step-down converters for a polar transmitter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (2): 838-847.
- [4] 郝焕,熊小玲,阮新波. 高速电压随动电源的发展及面临的挑战 [J]. 电工技术学报, 2011, 26 (9): 151-159.

- [5] Garcia O, Vasic M, Alou P, et al. An overview of fast DC-DC converters for envelope amplifier in RF transmitters [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012: 1313-1318.
- [6] Cucak D, Vasic M, Garcia O, et al. Optimum design of an envelope tracking buck converter for RFPA using GaN HEMTs [C]. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition, 2011: 1210-1216.
- [7] Bathily M, Allard B, Hasbani F. A 200 MHz integrated buck converter with resonant gate drivers for an RF power amplifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (2): 610-613.
- [8] Hoyerby M, Andersen M. Ultrafast tracking power supply with fourth-order output filter and fixed-frequency hysteretic control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (5): 2387-2398.
- [9] Yousefzadeh V, Alarcon E, Maksimovic D. Three-level buck converter for envelope tracking applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21 (2): 549-552.
- [10] Rodriguez M, Miaja P F, Sebastian J, et al. Mismatch-error shaping-based digital multiphase modulator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (4): 2055-2066.
- [11] Cheng P, Vasic M, Garcia O, et al. Multiphase buck converter with minimum time control strategy for RF envelope modulation [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), 2011: 904-909.
- [12] Rodriguez M, Fernandez-Miaja P, Rodriguez A, et al. A multiple-input digitally controlled buck converter for envelope tracking applications in radiofrequency power amplifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (2): 369-381.
- [13] Rodriguez M, Miaja P F, Rodriguez A, et al. Multiple-input buck converter optimized for accurate envelope tracking in RF power amplifiers [C]. 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010: 715-722.
- [14] Vasic M, Garcia O, Oliver J A, et al. Serial or parallel linear-assisted switching converter as envelope amplifier: optimization and comparison [C]. IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE), 2011: 2488-2494.
- [15] Vasic M, Garcia O, Oliver J A, et al. Multilevel power supply for high efficiency RF amplifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (4): 1078-1089.
- [16] Vasic M, Garcia O, Oliver J, et al. Envelope amplifier based on switching capacitors for high-efficiency RF amplifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (3): 1359-1368.
- [17] 刘青, 张东来, 刘明雨. 用于快速参考跟踪的开关线性混合电源 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (12): 97-103.
- [18] Huang Hongyun, Bao Jingfu, Zhang Liangdian. A MASH-controlled multilevel power converter for high-efficiency RF transmitters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (4): 1205-1214.
- [19] Yang X L, Tang J T. Hilbert-huang transform and wavelet transform for ECG detection [C]. 4th International Conference on Wireless Communications, 2008: 1-4.
- [20] Donnelly D. The fast Fourier and Hilbert-Huang transforms: a comparison [C]. IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications, 2006: 84-88.
- [21] 李合龙. Hilbert-Huang变换及其在图像信号处理中的应用 [D]. 广州: 中山大学, 2006: 46-57.
- [22] 钟佑明. 希尔伯特-黄变换局瞬信号分析理论的研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2002: 81-87.

(收稿日期: 2015-06-25) **EA**