

晶体三极管开关混频电路研究*

张宏强,王勇,刘乃安

(西安电子科技大学 通信工程学院,陕西 西安 710071)

摘要: 针对传统的乘法器混频方式受本振信号影响,且存在很多干扰和失真,很大程度影响接收机的性能,采用晶体三极管开关混频方法解决这一问题。详细推导了开关混频的数学公式,通过对方波信号进行傅里叶级数展开,提出了I型、II型开关混频的数学模型,并针对NPN三极管开关电路提出设计方案。在Multisim软件环境中实施了仿真实验,以AM信号为例进行三极管开关混频,引入加速电容消除了电路的负峰切削失真,并滤出中频信号,仿真结果较为理想。理论和实践表明,基于晶体三极管开关的混频方式避免了本振信号的干扰,可提高接收机性能。

关键词: 晶体三极管;混频;本振信号;傅里叶级数;加速电容;Multisim

中图分类号: TN710.2

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200240

中文引用格式: 张宏强,王勇,刘乃安. 晶体三极管开关混频电路研究[J]. 电子技术应用, 2020, 46(9): 127-131, 136.

英文引用格式: Zhang Hongqiang, Wang Yong, Liu Naian. Research on BJT switch mixing circuit[J]. Application of Electronic Technique, 2020, 46(9): 127-131, 136.

Research on BJT switch mixing circuit

Zhang Hongqiang, Wang Yong, Liu Naian

(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710126, China)

Abstract: In allusion to the problem that traditional multiplier mixing method is affected by local oscillator and there exists interferences and distortions, which greatly affects the performance of receiver, a bipolar junction transistor(BJT) switch mixing method is proposed. The mathematical formula of switch mixing is deduced in detail, and two mathematical models, I-type and II-type switch mixing models are proposed by using Fourier series expansion of square wave. Based on NPN BJT switch, a mixing circuit is designed, and simulation is carried out on Multisim software environment. AM signal is used as an example to mix on BJT switch. Acceleration capacitor is added to eliminate negative peak cutting distortion and intermediate frequency signal is filtered out. The results of simulation are ideal. It is proved theoretically and practically that BJT switch mixing method prevents the interference of local oscillator signal, which can enhance receiver performance.

Key words: bipolar junction transistor; mixing; local oscillator signal; Fourier series; acceleration capacitor; Multisim

0 引言

混频一般通过非线性元件或者专用的集成电路乘法器来实现,混频信号的幅度和相位信息受本振信号影响,并且也会引入很多干扰和失真,这些都会降低接收机的性能^[1]。开关混频方式可解决以上问题,且晶体三极管廉价易得,开关电路易于实现,原理如图1所示。

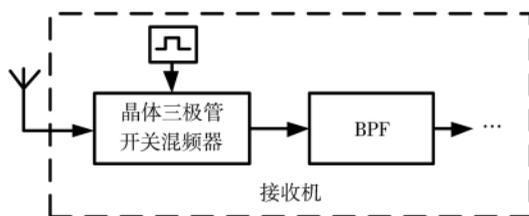


图1 晶体三极管开关混频器原理框图

1 混频原理

若采用乘法器电路进行混频,假设输入信号、本振信号分别为:

$$v_1 = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1)$$

$$v_2 = B \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2)$$

则其输出为:

$$v_0 = \frac{AB}{2} \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \} \quad (3)$$

考虑到接收机通常只关注信号的低频分量,因此可以采用滤波器选频,则其输出变为:

$$v_0 = \frac{AB}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)] \quad (4)$$

由式(4),乘法器混频电路的输出信号幅值、相位和频率不仅与输入信号有关,还与本振信号有关。且乘法

* 基金项目: 2019年西安电子科技大学实验教学研究项目(SY19064B)

电路与系统 Circuits and Systems

器本身的非线性和输出信号可能的限幅失真都会导致严重的非线性失真。为解决这一问题,从数学原理出发,尝试使用开关电路进行混频。

2 开关混频原理

若输入信号 v_1 和本振信号 v_2 不变,现取与 v_2 同频的方波信号 v_2' (高电平为正,低电平为 0),则有两种信号:

$$v_2' = \begin{cases} 1, & kT_2 - T_2/4 \leq t < kT_2 + T_2/4 \\ 0, & kT_2 + T_2/4 \leq t < kT_2 + 3T_2/4 \end{cases}, k \in Z \quad (5)$$

或

$$v_2' = \begin{cases} 0, & kT_2 - T_2/4 \leq t < kT_2 + T_2/4 \\ 1, & kT_2 + T_2/4 \leq t < kT_2 + 3T_2/4 \end{cases}, k \in Z \quad (6)$$

为便于描述,将以上两种方波信号对应的开关混频模型称为 I 型开关混频模型与 II 型开关混频模型。由于以上两种信号互补,只在时间先后顺序有差别,本质相同,因此以第一种为例进行傅里叶级数展开^[5-6]:

$$v_2' = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos\omega_2 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_2 t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega_2 t - \dots + (-1)^{n+1} \frac{2}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_2 t + \dots \quad (7)$$

显然 v_2' 是以 ω_2 为基波的多次谐波的集合,因此将 v_1 与 v_2' 相乘,再取其基波,仍能得到和 v_1 与 v_2 混频相同的结果。于是先将 v_1 与 v_2' 相乘:

$$\begin{aligned} v_1 \times v_2' &= A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \times \\ & \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{2}{(2n-1)\pi} \cos(2n-1)\omega_2 t \right] \\ &= A \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{2}{(2n-1)\pi} \{ \cos[(2n-1)\omega_2 t + \omega_1 t + \varphi_1] + \\ & \quad \cos[(2n-1)\omega_2 t - \omega_1 t - \varphi_1] \} + \frac{A}{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \end{aligned} \quad (8)$$

再经过带通滤波器,只保留差频可得:

$$\text{BPF}[v_1 \times v_2'] = \frac{A}{\pi} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1] \quad (9)$$

由式(9),混频后的信号频率为输入信号与本振信号频率之差,幅值与相位都只与输入信号有关。因此开关混频方式从原理上避免了本振信号的不良影响,从而进一步提高接收机性能。

3 晶体三极管开关混频器实现

以 I 型开关混频模型为例, v_1 与 v_2' 混频可表示为:

$$v_1 \times v_2' = \begin{cases} v_1 \\ 0 \end{cases} = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \varphi_1), & kT_2 - T_2/4 \leq t < kT_2 + T_2/4 \\ 0, & kT_2 + T_2/4 \leq t < kT_2 + 3T_2/4 \end{cases}, k \in Z \quad (10)$$

由式(10),I 型开关混频模型相当于在 v_2' 的正

电平输出 v_1 ,在 v_2' 的 0 电平输出 0。

晶体三极管开关是通过三极管在截止与饱和两状态间的转换来实现的。以 NPN 型晶体三极管开关混频电路为例进行分析^[7-9],原理如图 2 所示。

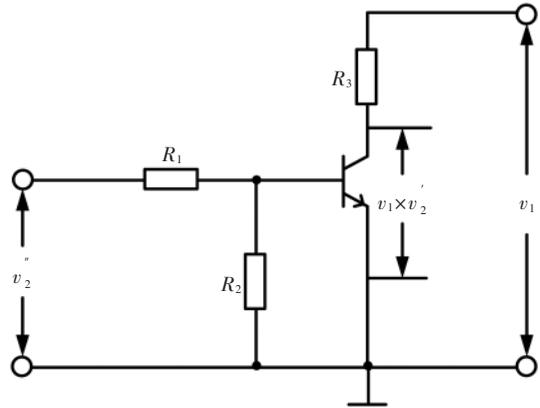


图 2 NPN 型晶体三极管开关混频原理图

图 2 中,假设三极管开关为理想开关,当本振方波信号 v_2' (高电平为正,低电平为负)为高电平时,三极管饱和,开关导通,输出信号 $v_1 \times v_2'$ 变为 0,而当 v_2' 为低电平时,三极管截止,开关断开, $v_1 \times v_2'$ 变为 v_1 ,工作状态与式(10)一致。

4 Multisim 仿真

4.1 仿真电路搭建

以 NPN 型晶体三极管开关混频电路为例,在 Multisim 上搭建混频电路,为了电路的完整性,使用 LC 并联谐振回路作带通滤波器^[10-11],电路如图 3 所示。

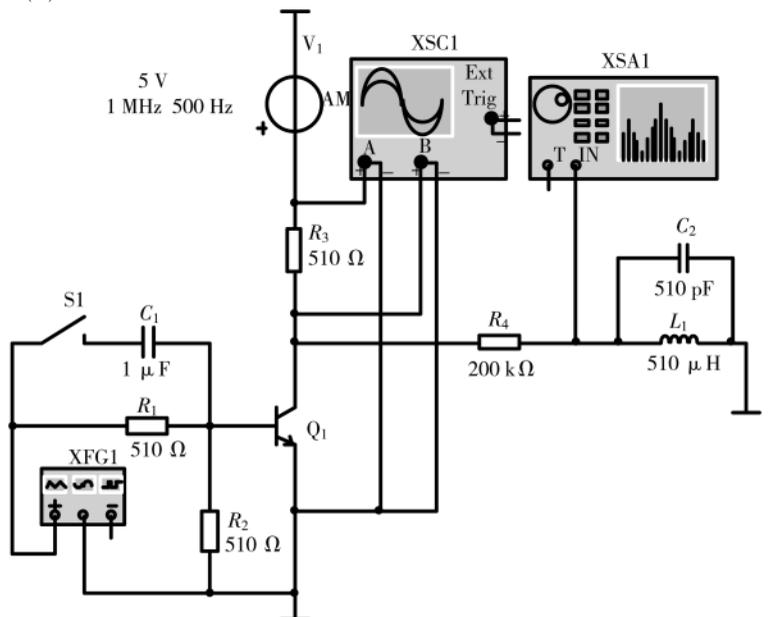


图 3 晶体三极管开关混频仿真电路

电路与系统

Circuits and Systems

图 3 中, AM 信号发生器 V1, 相当于式中的 v_1 ; 信号发生器 XFG1 生成 535 kHz 的方波信号(高电平 5 V, 低电平 -5 V), 相当于图 2 中的本振方波信号 v_2 ; 电容 C_1 可以提高开关速度^[12], 改善混频波形; 电阻 R_1 用于限制基极电流; R_2 为下拉电阻, 用来确保无输入信号时, 三极管处于截止状态; 电阻 R_3 , 当三极管截止时, 将输出电压上拉至 AM 输入信号。为简便起见令 R_2 和 R_3 均为标称值 510 Ω 。

为了确定 R_1 阻值, 保证满足三极管开关截止、导通要求, 进一步计算:

三极管饱和态时, 集电极和发射极之间几乎短路, 取 AM 信号最大值 5 V, 计算集电极饱和电流:

$$I_{c \text{ 饱和}} \approx \frac{5 \text{ V}}{510 \Omega} \approx 9.80 \text{ mA} \quad (11)$$

取放大倍数 β 为典型最小值 20, 计算基极饱和电流:

$$I_{b \text{ 饱和}} \approx \frac{I_{c \text{ 饱和}}}{\beta} \approx \frac{9.80 \text{ mA}}{20} \approx 0.49 \text{ mA} \quad (12)$$

取三极管在饱和导通时基极与发射极之间的电压 $U_{be(sat)} = 0.6 \text{ V}$, 又因为输入方波信号高电平 5 V, 且三极管饱和时, 基极发射极间电阻远小于 R_2 , 根据欧姆定律得:

$$R_1 \approx \frac{5 \text{ V} - U_{be(sat)}}{I_{b \text{ 饱和}}} \approx \frac{5 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{0.49 \text{ mA}} \approx 8979.59 \Omega \quad (13)$$

选取 R_1 小于 8979.59 Ω , 即可满足三极管处于饱和状态, 但也不能过小, 防止损坏三极管。假设选择 R_1 阻值也为 510 Ω , 进一步计算验证:

$$\begin{aligned} U_b &= I_{b \text{ 饱和}} \times 510 \Omega + U_{be(sat)} \\ &\approx 0.49 \text{ mA} \times 510 \Omega + 0.6 \text{ V} = 0.8499 \text{ V} \end{aligned} \quad (14)$$

U_b 是基极临界饱和电压, 将输入电压设置为基极临界饱和电压 U_b 几倍后进入深度饱和。

输入方波信号 5 V 时, 由前面计算得, AM 信号最大值为 5 V 时, 三极管呈深度饱和态; 而 AM 信号小于 5 V 时, 所需基极饱和电流也随之变小, 也进入深度饱和态; 输入方波信号为 -5 V 时, 由于发射极接地, 显然满足截止要求。综上所述, 电路参数满足三极管开关的导通截止要求。

实质上, 此电路模拟的就是 AM 接收机将输入信号通过混频变为中频信号的处理过程。

4.2 无加速电容时域仿真结果

首先将图 3 中开关 S1 断开, 观察无加速电容 C_1 的仿真结果。示波器 XSC1 仿真 AM 输入信号 v_1 、三极管开关输出信号 $v_1 \times v_2$ 的波形如图 4 所示。

对比图 4 中的两个信号发现, $v_1 \times v_2$ 发生严重的负峰切削失真, 无加速电容时的混频效果较差。

4.3 有加速电容时域仿真结果

分析发现, 无加速电容时: 当 AM 输入信号 v_1 为负

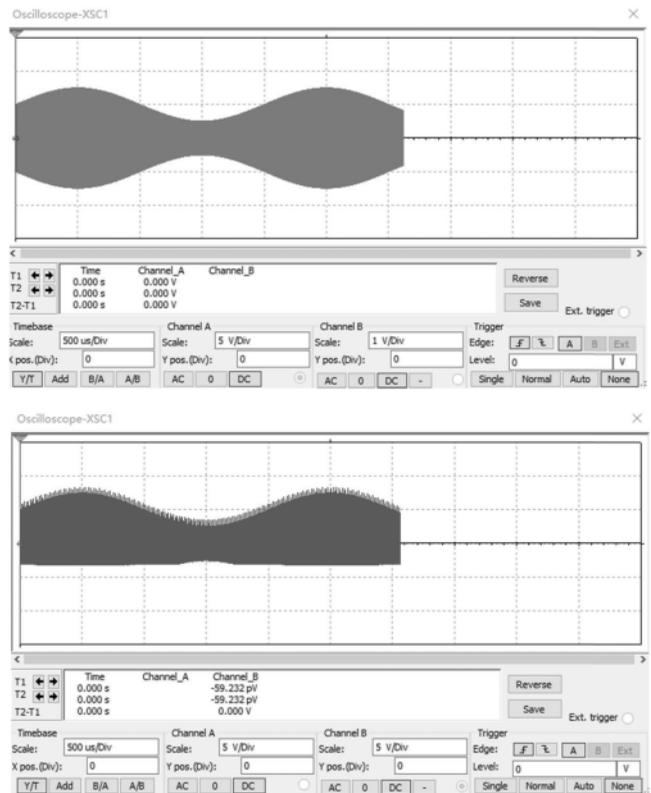


图 4 无加速电容时 v_1 与 $v_1 \times v_2$ 仿真波形

时, 三极管开关无法彻底关断, 有电流流过集电极, 导致集电极电阻 R_3 分压, 输出 $v_1 \times v_2$ 电压绝对值下降, 发生负峰切削失真。

为解决这一问题, 结合晶体三极管知识, 截止状态下, 发射结、集电结均反偏, 对于 NPN 三极管来说电压关系为 $U_c > U_b$, $U_c > U_e$ 。因此设法满足这一条件, 利用电容的充放电特性, 给基极电阻 R_1 并联一大电容, 即开关 S1 闭合, 引入电容 C_1 重新观测 $v_1 \times v_2$ 波形如图 5 所示。

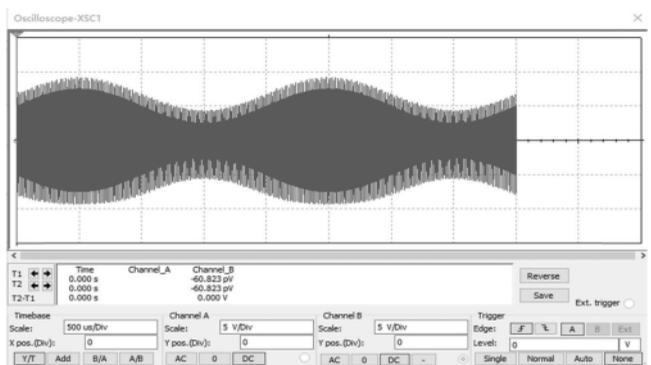


图 5 有加速电容时 $v_1 \times v_2$ 仿真波形

图 5 中 $v_1 \times v_2$ 的负值与图 4 中 AM 输入信号负值几乎完全相同, 解决了负峰切削失真的问题。

电路与系统 Circuits and Systems

原因分析如下:对于 NPN 型三极管,当本振方波信号 v_1 为正时,开关导通,同时加速电容 C_1 充电;当 v_1 为负时,开关断开,此时若没有加速电容,仅靠方波信号 v_1 的负压使得 BE 结反偏,且由于电阻 R_1 分压, U_b 绝对值减小(U_b 为负数,实际上 U_b 增大),而三极管开关关断的条件为 $U_c > U_b$,此时的 U_b 为负值时以上条件可能不满足。引入加速电容后,当 v_1 为负时, C_1 也充当电源放电,且极性与 v_1 相同,由基尔霍夫电压定律得, U_b 进一步减小,从而满足 $U_c > U_b$ 条件,使得三极管处于截止状态, $v_1 \times v_2$ 近似等于 v_1 。

由此得到解决负峰切削失真有三种途径:

- (1)减小 AM 输入信号 v_1 幅值;
- (2)增大本振方波信号 v_2 幅值;
- (3)引入加速电容。

为了混频电路的完整性,用 LC 并联谐振电路作为带通滤波器滤出差频。根据式(9),要求选出 v_1 与 v_2 的差频 465 kHz,所以设计谐振频率为 465 kHz 的选频网络,谐振频率计算公式为:

$$f = \frac{1}{2\pi L_1 C_2} \quad (15)$$

取常用电容值 $C_2 = 510 \text{ pF}$,因此计算得 $L_1 = 230 \text{ }\mu\text{H}$,电阻 R_4 的阻值则根据开关三极管的不同而取值,经测试本次仿真取值 $200 \text{ k}\Omega$ 。带通滤波器(Band Pass Filter, BPF)输出时域与波形细节如图 6 所示。

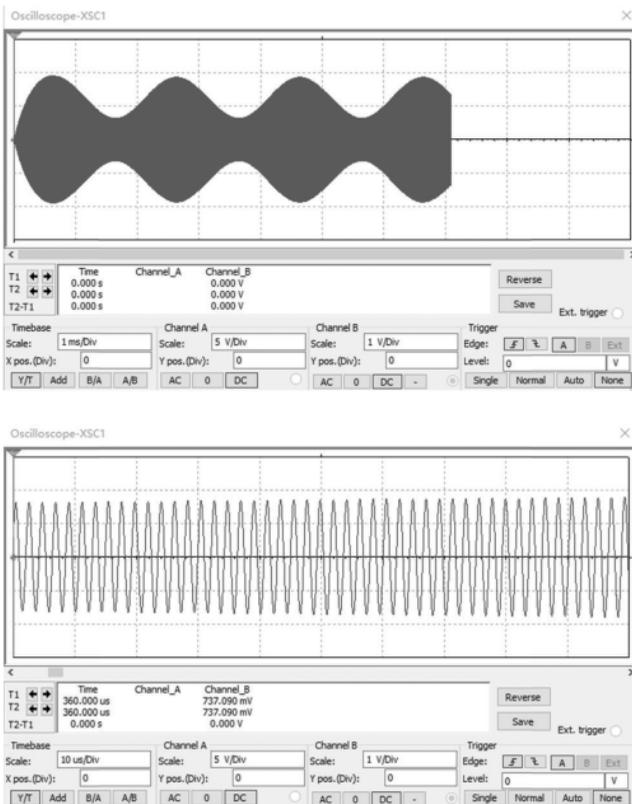


图 6 有加速电容时 BPF 输出仿真波形

图 6 中, BPF 输出理想的中频 AM 信号,包络、波形细节均正确。

4.4 频域仿真结果

无加速电容时波形负峰不理想,因此只仿真有加速电容时的结果。 v_1 与 $v_1 \times v_2$ 的频域仿真如图 7、图 8 所示。

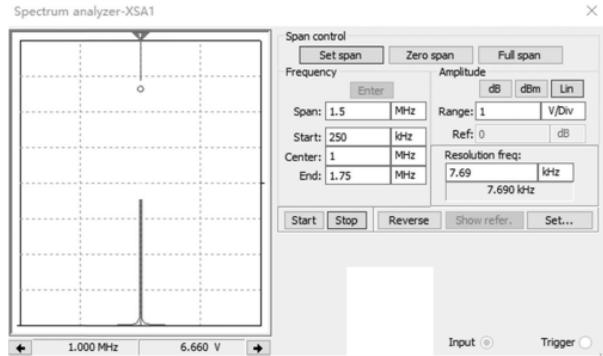


图 7 v_1 频域仿真结果

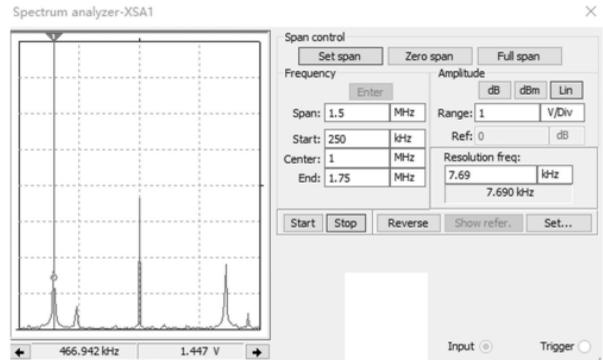


图 8 有加速电容时 $v_1 \times v_2$ 频域仿真结果

可以看到, v_1 为载波 1 MHz 的 AM 信号,由于分辨率原因调制信号 500 Hz 在频域不明显。经过三极管开关混频后, $v_1 \times v_2$ 出现了其他频率分量,仿真结果与式(8)理论计算相符合, $v_1 \times v_2$ 频域仿真结果从左往右峰值依次为: v_1 基波与 v_2 基波之差 465 kHz、 v_2 三次谐波与 v_1 基波之差 605 kHz、 v_1 基波 1 000 kHz、 v_1 基波与 v_2 基波之和 1 535 kHz、 v_2 五次谐波与 v_1 基波之差 1 675 kHz。

对 BPF 输出频域进行仿真,结果如图 9 所示。

图 9 从频域上表明选频结果信号中心频率为 464.286 kHz,无其他频带干扰(由于鼠标拖动标尺精度原因,与理论值 465 kHz 存在很小误差),结合输出时域波形,进一步表明了晶体三极管开关混频电路的原理及设计的正确性。

5 结论

本文提出基于晶体三极管开关的混频电路,既可以消除本振信号的影响,较好保留原始信号的信息,提高接收机性能,又结构简单,成本低廉,易于实现。从数学

电路与系统 Circuits and Systems

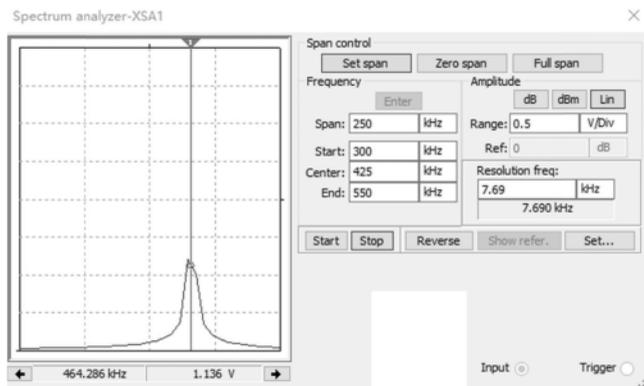


图9 BPF输出频域仿真结果

上进行了开关混频原理的推导,通过对方波信号进行傅里叶级数展开,得到I型、II型开关混频模型,以NPN型晶体管为例设计出混频电路,并用Multisim软件平台仿真验证。以AM信号为例进行了下混频,并引入加

(上接第126页)

压超过正常范围时,电池储能系统就对配电网进行调节,在9点到11点和11点到13点之间存在有配电网节点电压大于1.1 p.u.,此时需要电池储能系统对电池组进行充电以调整节点电压。在18点到22点之间存在配电网电压低于0.9 p.u.的情况,需要电池储能系统对配电网进行放电,以调整配电网电压偏低。从图7中可以看出,调节之后的电压均在0.9 p.u.到1.1 p.u.之间分布。

4 结论

本文提出了一种电池储能系统参与配电网调压的协调控制算法,SOC的实时检测可以获取电池组的状态信息,通过BESSs对节点的电池组进行充放电来调节配电网节点电压波动。通过MATLAB仿真可以看出,所提出的算法可以有效地进行电网调压。结果表明,本文提出的算法改善了电压波动,提高了电能质量,减少了电池的充放电次数,提高了电池的使用寿命,并且调节速率快,还可以实时监控电池的剩余电量状态。

参考文献

- [1] 顾正祥.配电网电压调节中电容补偿机制应用价值分析[J].电子制作,2019(12):67-68.
- [2] 张先泰,蔡金锭,丁智华,等.电容补偿在配电网电压调节中的应用[J].电力自动化设备,2011,31(2):116-118,128.
- [3] 费丽强,赵娜.基于OLTC和SVC的光伏并网发电电压控制技术[J].电网与清洁能源,2012,28(5):50-53.
- [4] 刘连光,姚海燕,伦涛.晶闸管分级电压调节器和配电网调压技术[J].电工技术,2004(4):5-7.
- [5] 李国武,李艳琼,刘娇扬,等.考虑集群划分的分布式储能容量规划方法[J].电力系统及其自动化学报,2018,30

速电容,通过选频得到中频信号,仿真结果表明该方法显著提高了混频性能。

参考文献

- [1] 高吉祥,高广珠.高频电子线路[M].北京:电子工业出版社,2016.
- [2] 刘卿,顾旭东,倪彬彬.甚低频接收机的开发与应用[J].现代电子技术,2018,41(14):1-4,9.
- [3] 金伟正,夏可为,高懿凝,等.AM/FM甚高频接收机实验案例的设计与实现[J].电气电子教学学报,2018,40(6):119-122,151.
- [4] 唐波,黄文玲,张静远.基于模拟开关的混频器设计[J].微型机与应用,2017,36(10):94-95,98.
- [5] 王庆华,黄炳华.混频振荡与功率平衡的研究[J].现代电子技术,2018,41(21):173-178.
- [6] 胡沁春,刘刚利,肖菊兰,等.信号与系统[M].重庆:重庆大学出版社,2018.

(下转第136页)

(12):1-10.

- [6] SEDGHI M, AHMADIAN A, ALIAKBAR-GOLKAR M. Optimal storage planning in active distribution network considering uncertainty of wind power distributed generation[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1): 304-316.
- [7] 尤毅,刘东,钟清,等.主动配电网储能系统的多目标优化配置[J].电力系统自动化,2014,38(18):46-52.
- [8] 刘洪,徐正阳,葛少云,等.考虑储能调节的主动配电网有功-无功协调运行与电压控制[J].电力系统自动化,2019,43(11):51-62.
- [9] 杨玉青,牛利勇,田立亭,等.考虑负荷优化控制的区域配电网储能配置[J].电网技术,2015,39(4):1019-1025.
- [10] HILL C A, SUCH M C, CHEN D, et al. Battery energy storage for enabling integration of distributed solar power generation[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(2): 850-857.
- [11] 李星朗.基于储能系统的有源配电网供电末端电能质量调控技术研究[D].沈阳:沈阳工程学院,2017.
- [12] IEEE Std 1159-1995. IEEE recommended practice for monitoring electric power quality[S]. 2009.
- [13] 刘杨华,吴政球,涂有庆,等.分布式发电及其并网技术综述[J].电网技术,2008(15):71-76.

(收稿日期:2020-04-21)

作者简介:

焦永斌(1995-),男,硕士研究生,主要研究方向:电路与系统。

秦会斌(196-),通信作者,男,博士,教授,主要研究方向:电子信息材料与电子信息器件的分析、设计与研制工作,E-mail:qinhuibin@hdu.edu.cn。

华咏竹(1991-),男,博士研究生,主要研究方向:嵌入式技术。

- IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2013, 19(1): 1-5.
- [18] NATHANIEL K, GRAD Y, JANE E, et al. Terahertz metamaterials for linear polarization conversion and anomalous refraction[J]. Science, 2013, 340(6138): 1304-7.
- [19] ZHOU F, CAO W, DONG B, et al. Additive manufacturing of a 3D terahertz gradient-refractive index lens[J]. Advanced Optical Materials, 2016, 4(7).
- [20] ZHU Y, VEGESNA S, ZHAO Y, et al. Tunable dual-band terahertz metamaterial bandpass filters[J]. Optics Letters, 2013, 38(14): 2382.
- [21] ZHU J, HAN J, TIAN Z, et al. Thermal broadband tunable Terahertz metamaterials[J]. Optics Communications, 2011, 284(12): 3129-3133.
- [22] VALMORRA F, SCALARI G, MAISSEN C, et al. Low-bias active control of terahertz waves by coupling large-area CVD graphene to a terahertz metamaterial [J]. Nano Letters, 2013, 13(7): 3193-3198.
- [23] LEE S, LEE K E, LEE W J, et al. Two-terminal graphene oxide devices for electrical modulation of broadband terahertz waves [J]. Advanced Optical Materials, 2015, 4(4): 548-554.
- [24] RICCI M C, XU H, PROZOROV R, et al. Tunability of superconducting metamaterials[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2): 918-921.
- [25] PRYCE I M, AYDIN K, KELAITA Y A, et al. Highly strained compliant optical metamaterials with large frequency tunability[J]. Nano Letters, 2010, 10(10): 4222-4227.
- [26] JANKE C, RIVAS J G, BOLIVAR P H, et al. All-optical switching of the transmission of electromagnetic radiation through subwavelength apertures[J]. Optics Letters, 2005, 30(18): 2357-2359.
- [27] PADILLA W J, TAYLOR A J, HIGHSTRETE C, et al. Dynamical electric and magnetic metamaterial response at terahertz frequencies[J]. Physical Review Letters, 2006, 96(10): 107401.
- [28] KANG L, GAO Y, LUO H, et al. Nanoporous thermochromic VO₂ films with low optical constants, enhanced luminous transmittance and thermochromic properties[J]. ACS Applied Materials & Interfaces, 2011, 3(2): 135-138.
- [29] 宁永刚, 孙晓泉. 二氧化钒薄膜在激光防护上的应用研究[J]. 红外与激光工程, 2005, 34(5): 530-534.
- [30] MORIN F J. Oxides which show a metal-to-insulator transition at the neel temperature[J]. Physical Review Letters, 1959, 3(1): 34-36.
- [31] Shi Qiwu, Huang Wanxia, Zhang Yaxin, et al. Giant phase transition properties at terahertz range in VO₂ films deposited by sol-gel method[J]. ACS Applied Materials & Interfaces, 2011, 3(9): 3523-3527.
- [32] WANG D, ZHANG L, GU Y, et al. Switchable ultrathin quarter-wave plate in terahertz using active phase-change metasurface[J]. Scientific Reports, 2015(5): 15020.
- [33] FAN F, HOU Y, JIANG Z W, et al. Terahertz modulator based on insulator-metal transition in photonic crystal waveguide[J]. Applied Optics, 2012, 51(20): 4589.
- [34] CHOI H S, AHN J S, JUNG J H, et al. Mid-infrared properties of a VO₂ film near the metal-insulator transition[J]. Physical Review B, 1996, 54(7): 4621-4628.
- [35] JEPSEN P U, FISCHER B M, THOMAN A, et al. Metal-insulator phase transition in a VO₂ thin film observed with terahertz spectroscopy[J]. Physical Review B, 2006, 74(20): 205103.
- [36] PASHKIN A, KÜBLER C, EHRKE H, et al. Ultrafast insulator-metal phase transition in VO₂ studied by multi-terahertz spectroscopy[J]. Physical Review B, 2011, 83(19): 195120

(收稿日期: 2020-06-19)

作者简介:

陈善卓(1999-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 纳米光子学。

高亚臣(1969-), 通信作者, 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 非线性光学材料、纳米光子学, E-mail: gaoyachen@hlju.edu.cn。

(上接第 131 页)

- [7] ALI H A, FOUZEYAH R A. Bipolar junction transistor as a switch[J]. IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, 2018, 13(1): 52-57.
- [8] 黄淑圆. 浅谈开关三极管的原理及应用[J]. 机电信息, 2015(21): 36-36, 37.
- [9] 刘树林, 岳改丽, 王党树. 低频电子线路[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- [10] 张承畅, 龚昱文, 余洒, 等. Multisim 在模电和数电混合实验案例中的应用[J]. 实验技术与管理, 2019, 36(6): 50-52, 62.
- [11] 程院莲, 刘修泉. 基于 Multisim12 的晶体三极管开关电

路应用研究[J]. 电子制作, 2016(7): 13-15.

- [12] 孔璇. 提高晶体三极管开关速度的研究[J]. 软件教育现代化, 2018(5): 316.

(收稿日期: 2020-03-27)

作者简介:

张宏强(1999-), 男, 本科, 主要研究方向: 电路与系统设计。

王勇(1968-), 通信作者, 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向: 通信与信息系统、通信与信息工程, E-mail: ywang@mail.xidian.edu.cn。

刘乃安(1966-), 男, 硕士, 教授, 主要研究方向: 无线通信与射频技术、无线网络。

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所