

# 基于串联谐振式全桥逆变射频发射机研制

刘庆斌<sup>1</sup>, 亓庆新<sup>2</sup>

<sup>1</sup>中南大学地球科学与信息物理学院, 湖南 长沙

<sup>2</sup>湖南五维地质科技有限公司, 湖南 长沙

收稿日期: 2023年3月14日; 录用日期: 2023年4月14日; 发布日期: 2023年4月24日

## 摘要

Radio-magnetotelluric (RMT)是浅层近地表地球物理勘探的一种方法,但是发射功率与频率成反比例的技术难题制约了超浅层勘探的信噪比,为了提高RMT发射机的发射功率,采用电阻、电感和电容组成的RLC串联谐振式全桥逆变大功率发射电路,利用串联谐振下负载阻抗最低,提高发射电流。本文在基于串联谐振原理上,利用功率MOS器件实现全桥逆变技术;对谐振周期内全桥电路的各个状态进行分析,提出输出电流的计算式,设计了RCD保护电路和栅极驱动电路。在电路仿真验证的基础上研制了一款发射样机,通过测试实验能够实现10~200 kHz频率、峰值电流最高达28 A的发射,能够满足RMT发射机的要求。

## 关键词

RMT, 串联谐振, 全桥逆变, 发射电路

# Development of Radio-Magnetotelluric Transmitter in Full-Bridge Series Resonant Inverter

Qingbin Liu<sup>1</sup>, Qingxin Qi<sup>2</sup>

<sup>1</sup>School of Geosciences and Info-Physics, Central South University, Changsha Hunan

<sup>2</sup>Hunan 5D Geosciences Co., Ltd., Changsha Hunan

Received: Mar. 14<sup>th</sup>, 2023; accepted: Apr. 14<sup>th</sup>, 2023; published: Apr. 24<sup>th</sup>, 2023

## Abstract

Radio-magnetotelluric (RMT) is a method for shallow near-surface geophysical exploration, but the technical problem that the transmit power is inversely proportional to frequency restricts the signal-to-noise ratio of ultra-shallow exploration, and in order to improve the transmit power of

RMT transmitter, the RLC series resonant full-bridge inverter high-power transmit circuit composed of resistance, inductance and capacitance is used to utilize the series resonance. In order to improve the transmitting power of the RMT transmitter, the RLC series resonant full-bridge inverter high-power transmitter circuit with resistor, inductor and capacitor is used to increase the transmitting current by using the lowest load impedance under series resonance. In this paper, based on the principle of series resonance, the full-bridge inverter technology is implemented using power MOS devices; each state of the full-bridge circuit during the resonant cycle is analyzed, the calculation equation of the output current is proposed, and the RCD protection circuit and the gate drive circuit are designed. Based on the circuit simulation and verification, a transmitter prototype is developed, which is able to achieve 10~200 kHz frequency and peak current up to 28 A through test experiments, and can meet the requirements of RMT transmitter.

## Keywords

RMT, Series Resonant, Full-Bridge Inverter, Transmitter Circuit

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

射频大地电磁法(radio magnetotelluric, RMT)是近30年才逐渐发展的一种用于百米内浅地表勘探方法,属于平面波场源的电磁勘探方法。最早由Muller及其课题组于1994年提出[1],RMT法测量频段为10~200 kHz,目前多用于浅地表工程、资源勘探及环境监测[2][3]。随后在2001年,瑞典乌帕萨卡大学Bastani为了增加探测的深度,增强探测信号的强度,将RMT法与可控源方法相结合,研制了一个新的可控源RMT探测系统,采用张量测量的Enviro-MT系统[4]。在Enviro-MT这套探测系统中,使用矩形环路作为磁偶极子发射源,发射频率范围为1 kHz~12 kHz的电磁场,输出电流范围0~20 A,测量频带拓展到1 kHz~250 kHz,首次实现了人工源射频大地电磁法[5][6]。

在所利用的频率范围和间隔上,RMT方法填补了常用近地表勘探电磁探测方法之间的现有空白。下图1示意性地显示了AMT、GPR和RMT三种方法的频率范围和研究深度差异。

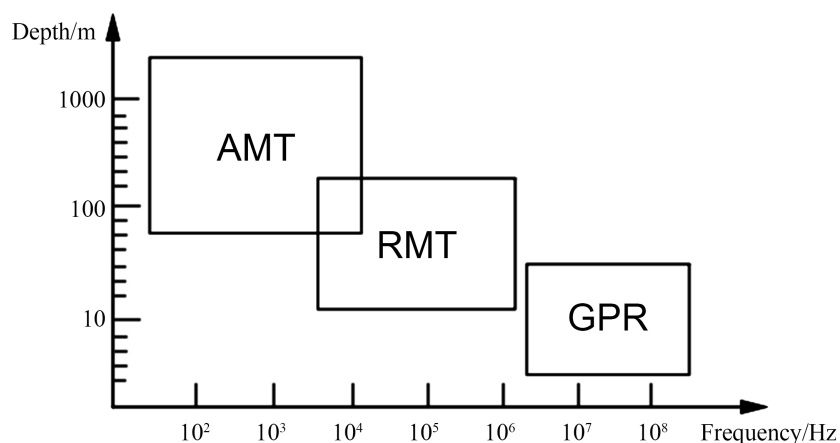


Figure 1. Comparison of near-surface exploration methods

图1. 近地表勘探方法比较

在 2014 年, 中科院的徐永峰提出一种利用信号发生器产生谐波, 再通过音频功率放大器将发射信号进行放大的方案, 实现了 3~35 kHz、输出电流 18~40 A 电流连续信号的发送装置[7]。但是音频功率放大器往往价格昂贵, 且频率响应范围较窄, 且该装置发射频率较低, 无法满足 RMT 对于 10~200 kHz 频带探测的要求。圣彼得堡大学 Saraev 在 2017 年也提出了一款可控源 RMT 仪器, 输出电流为 0.1~7.5 A [8] [9] [10]。

在发射装置使用线圈的情况下, RMT 的发射信号应该是连续谐波, 并且发射线圈的电流大小与信号强弱直接相关。但是在目前的 RMT 发射机上, 产生的发射频率较低, 并不能满足 10~200 kHz 的要求, 电流强度较低且会受到音频放大器频带的影响。

为了满足大电流、高频率的发射要求, 本文设计了一种基于串联谐振的射频大地电磁发射装置, 分析串联谐振的规律, 最高发射 200 kHz 的谐波信号, 利用功率 MOSFET 器件实现全桥逆变, 对全桥电路串联谐振的工作状态进行了分析计算, 给出输出电流的表达式, 针对电压过冲和栅极驱动进行电路设计。最后结合电路仿真验证, 设计了一台样机验证其有效性与可行性。

## 2. 基于串联谐振全桥逆变大功率发射机设计与分析

发射机的总体结构框图如图 2 所示, 由 DCDC 电源模块、控制单元、隔离驱动模块、全桥逆变模块、串联谐振发射电路和缓冲吸收保护单元组成。

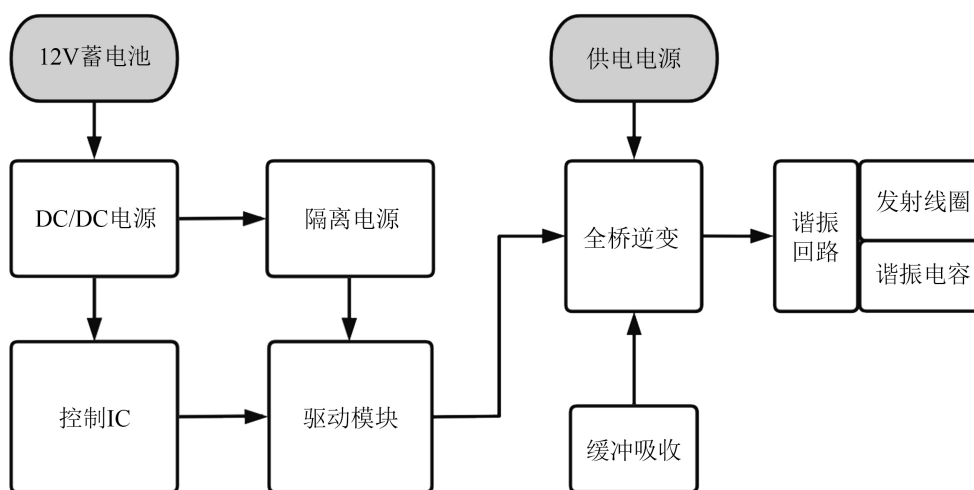


Figure 2. Block diagram of the structure  
图 2. 结构框图

系统采用 12 V 蓄电池供电, 以全桥逆变、谐振回路作为能量转换, 实现功率输出。由控制 IC 产生特定频率的 PWM 信号, 经过隔离驱动放大后, 控制全桥的四个 MOS 管进行关断。在双极性的控制方式下, 产生特定频率的交流信号。将该交流信号施加在由电阻、电感和电容组成的 RLC 串联负载两段, 由于串联谐振回路的选择特性, 会产生特定频率的正谐波信号, 最终通过线圈向外辐射。为了防止功率段的强电对控制端的弱点产生干扰, 利用隔离电源保护弱电控制模块, 通过缓冲吸收回路对 MOS 管关断时进行保护。在理论上, 只要在 MOS 管的安全范围内, 可以通过增大供电电源, 进而增大输出电流, 提高发射功率。

### 2.1. 功率发射电路设计与分析

全桥负载串联谐振逆变器的主体电路主要由三部分组成, 直流电压源  $V_{dc}$  由蓄电池提供, 逆变桥由四个功率 MOS 管以及功率管自身的体二极管组成, 串联谐振负载包括谐振电容  $C$ 、线圈电感  $L$  以及损

耗电电阻  $R$ 。主体电路如图 3 所示。

由于生产工艺的限制, 实际电路中不可避免的会存在各种寄生参数, 例如走线的寄生电感  $L\delta$ , MOS 管自身的寄生电容  $C_{oss}$ , 线圈自身的分布电容  $C_I$  等。

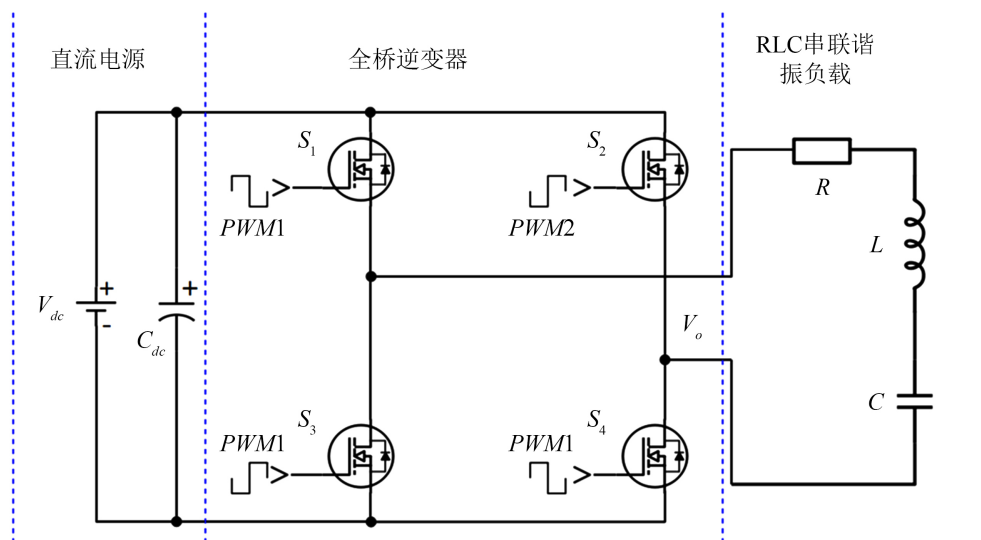


Figure 3. Main circuit of load series resonant inverter  
图 3. 负载串联谐振逆变器主电路

### 2.1.1. 全桥逆变电路设计与分析

全桥逆变电路是一种 H 桥逆变器拓扑, 用于将 DC 功率转换为 AC 功率[11], 常见的输出波形是方波、正弦波。由于控制方式简便, 频率可调, 输出功率大等优点, 多用于各类电磁法仪器的设计。

常见的全桥电路如图 4 所示,  $V_{dc}$  是电源电压,  $I_o$  是流进负载的电流,  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  是理想开关。通过对  $S_1$ ~ $S_4$  四个开关的通断, 实现不同的控制方式。

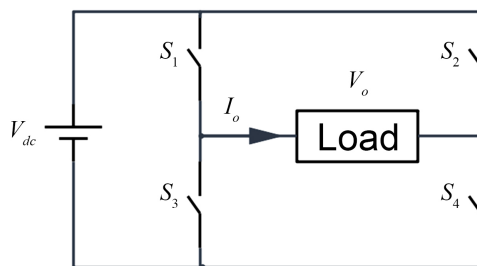
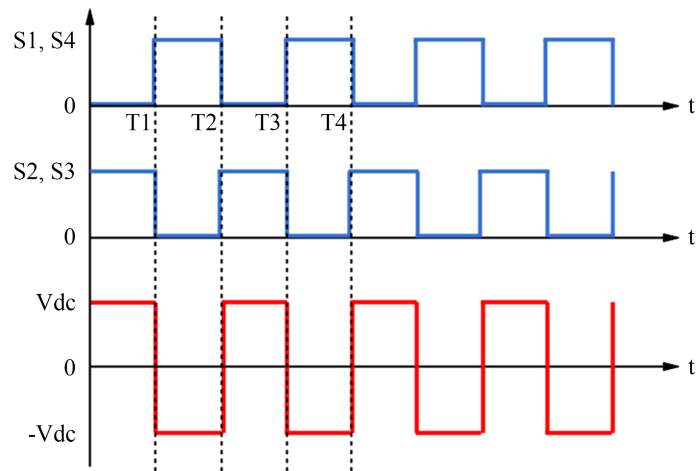


Figure 4. Equivalent diagram of full bridge circuit  
图 4. 全桥电路等效图

在双极性控制方式下, T1 时刻,  $S_1$  和  $S_4$  导通,  $S_2$  和  $S_3$  关断, 负载两端的电压  $V_o$  为正。T1~T2 时刻,  $S_2$  和  $S_3$  导通, 而  $S_1$  和  $S_4$  关断, 负载两端电压为负。电子开关的驱动及负载两端的电压波形如图 5 所示。

从中可以看出通过双极性的控制方式, 逆变电路可以将直流电源转换为双极性方波, 交流电源  $V_o$  的频率与开关的驱动频率一致。因此, 通过调整驱动时序以改变  $S_1$ 、 $S_4$  和  $S_2$ 、 $S_3$  的开关频率时, 可以很容易地获得不同频率的双极性方波。





**Figure 5.** Drive voltage and load voltage waveforms  
**图 5.** 驱动电压、负载电压波形图

负载的输出电流  $i_o$  的波形取决于负载本身。不同的负载会得到不同的电流波形，当负载是纯阻性负载时，电流波形和相位与电压波形一致；当负载呈容性或感性时，电流  $i_o$  的基波分量与电压相比会存在相位超前或滞后。因此，我们可以得到输出电压  $V_o$  的函数表达式：

$$V_o(t) = \begin{cases} V_{dc}, & 0 < t < T1 \\ -V_{dc}, & T1 < t < T2 \end{cases} \quad (1)$$

为了得到负载输出的表达式，需要对输出电压  $V_o$  双极性方波进行傅里叶级数展开，由于输出的电压波形是半波对称的，所以经过傅里叶变换所显示的瞬时电压只有奇次谐波：

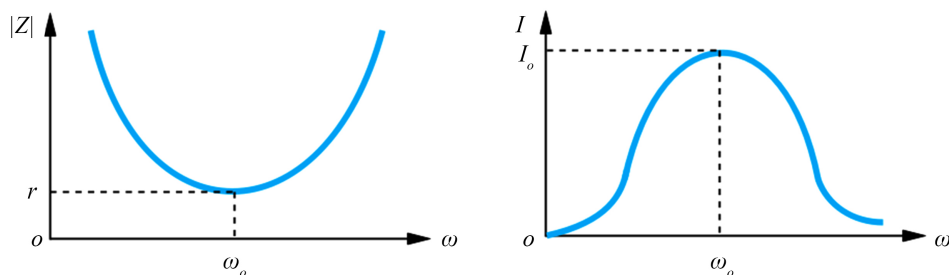
$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$U_s$  的傅里叶级数展开式由式可得，当  $n = 1$  时，基波表达式为：

$$v_o(t) = \left( \frac{4V_{dc}}{\pi} \right) \sin \omega t, (n=1) \quad (3)$$

### 2.1.2. RLC 串联谐振电路设计与分析

谐振是正弦稳态电路的一种特殊的工作状态，串联谐振电路对不同频率的信号有不同的响应，对谐振信号最突出(表现为电流最大，阻抗最小)而对远离谐振频率的信号加以抑制(表现为电流减小，阻抗增大)，这种特性称为对不同输入信号的选择性，如图 6 所示。



**Figure 6.** Graph of the modulus variation of total impedance and electric current with frequency  
**图 6.** 总阻抗和电流的模值随频率变化图

当全桥电路产生的频率  $f$  的双极性方波  $U_s$  施加在由发射线圈、谐振电容所构成的负载两端时, 发射等效电路如图 7 所示, 由线圈电感  $L$ 、谐振电容  $C$  串联组成的电路, 称为串联谐振电路,  $R$  反映导通损耗的等效电阻。

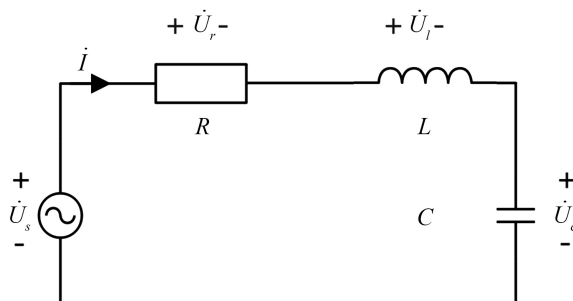


Figure 7. Transmitter equivalent circuit diagram

图 7. 发射等效电路图

此时串联电路的总阻抗为:

$$Z_r = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX \quad (4)$$

则输出电流为:

$$I_o = \frac{U_s}{Z_r} = \frac{4V_{dc}}{\pi(R + jX)} \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(\omega n t) \quad (5)$$

其中  $X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$ , 称为电抗。由于表达式中存在虚数, 说明电流做工时存在有功和无功的情况, 电抗  $X$  随频率变化情况如图 8 所示:

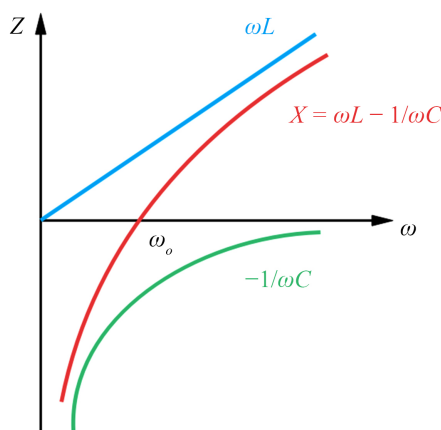


Figure 8. Reactance frequency variation graph

图 8. 电抗频率变化图

图中  $\omega$  为双极性方波的角频率, 即逆变器的工作频率,  $\omega_0$  为 RLC 电路自身谐振频率。可见, 根据逆变器工作频率  $\omega$  与谐振频率  $\omega_0$ 、负载阻抗角  $\theta$ , 电路主要有三种工作状态:

$0 < \omega < \omega_0$ ,  $X < 0$ ,  $-90^\circ < \theta < 0^\circ$ , 负载阻抗呈容性, 发射电路中电压相位滞后于电流, 电路品质

因数  $Q < Q_{\max}$ ，无功功率小于零。

$\omega = \omega_0$ ， $X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$ ， $\theta = 0^\circ$ ，负载  $Z_s = R$ ，发射电路处于串联谐振状态，电压电流同相，电路中总阻抗最小，电流有效值最大，此时品质因数最大  $Q = Q_{\max}$ ，有最大输出功率，电路能量在电感和电容之间来回储存，并通过线圈向外辐射。

$\omega_0 < \omega$ ， $X > 0$ ， $90^\circ > \theta > 0^\circ$ ，阻抗呈感性，电路中电压相位超前于电流，电路品质因数  $Q < Q_{\max}$ ，无功功率大于零。

从上述分析中可知当逆变器工作频率  $f$  等于谐振频率  $f_0$  时，电路端口的电压和电流同相，电路呈纯电阻特性，总阻抗最小，电流最大，此时能获得最大发射功率。并且根据 RLC 串联谐振的选择特性，将会对双极性方波中除谐振频率以外的其他信号进行抑制，从而获得与谐振频率一致的基波正弦信号。无论频率高于或低于谐振频率，电流都会减小，存在无功功率，导致发射功率降低。

因此在谐振时，有：

$$I = \frac{\dot{U}_s}{Z} = \frac{\dot{U}_s}{R} = \frac{4V_{dc}}{\pi R} \sin \omega_0 t \tag{6}$$

谐振角频率为：

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{7}$$

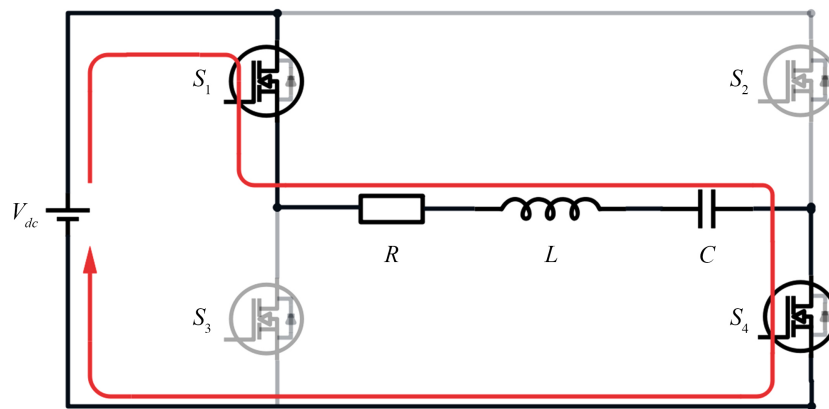
可得

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{8}$$

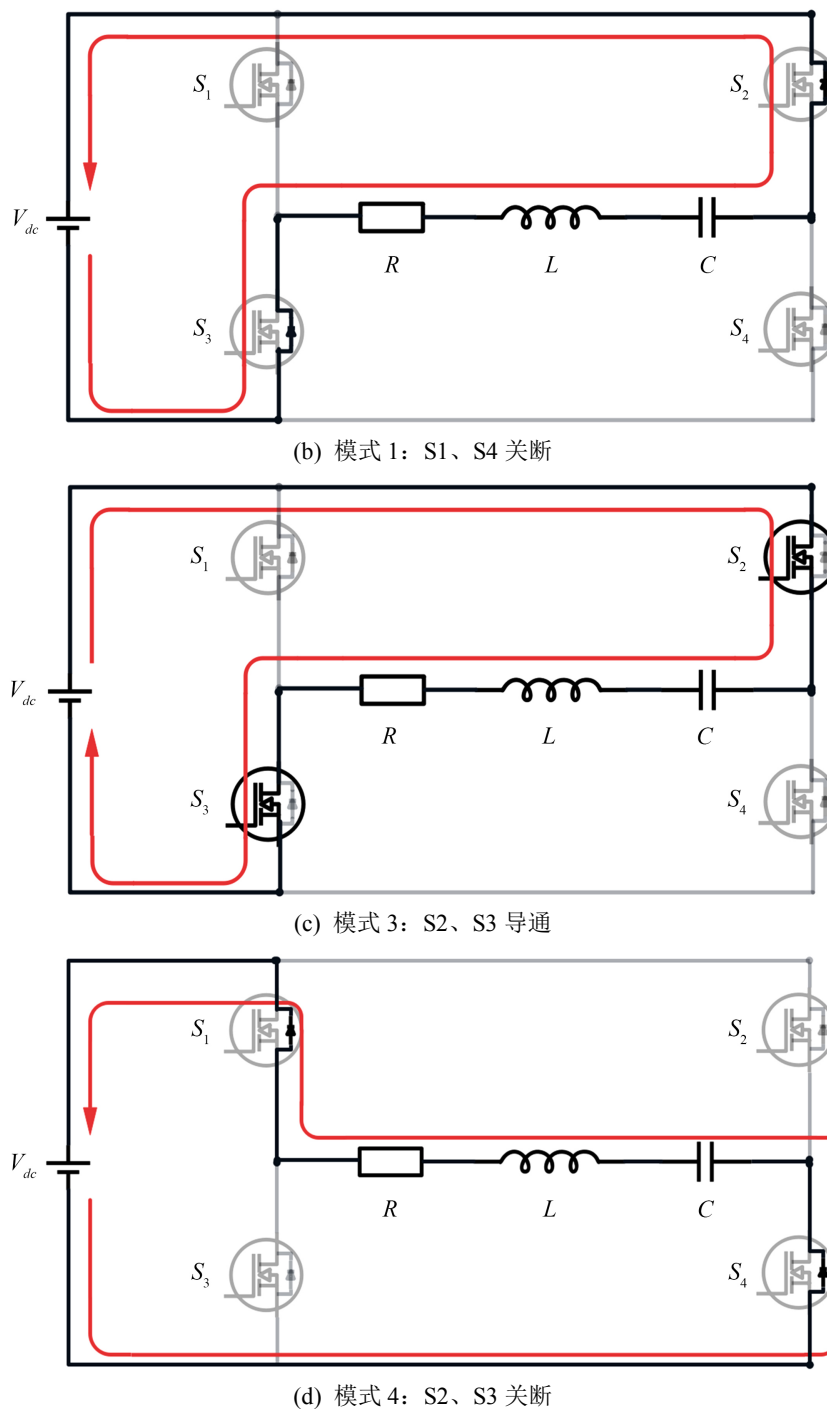
因为谐振频率仅仅由线圈电感  $L$  和谐振电容  $C$  的参数决定，与外部电源无关。因此，通过设定逆变器的工作频率  $f$ ，并且选择合适的谐振电容、线圈电感得到 RLC 串联负载固定的谐振频率  $f_0$ ，通过设计令  $f = f_0$ ，在信号的激励下发生谐振，使电路工作在串联谐振状态，通过改变谐振电容获得不同频率的信号。此时整个电路总阻抗最小，获得最大的发射电流，可以实现电路中消耗的有功功率最大，且发射电流稳定可靠。

### 2.1.3. 全桥串联谐振工作状态分析

在双极性的控制方式下， $S_1$ 、 $S_4$  和  $S_2$ 、 $S_3$  对管在谐振电流的过零点交替导通和关断，并均保持 50% 的占空比[12]，由于死区时间的存在，在一个周期内全桥谐振逆变器有以下四种工作状态(图 9) [13]：



(a) 模式 1:  $S_1$ 、 $S_4$  导通



**Figure 9.** Operating state of full-bridge resonant inverter

**图 9.** 全桥谐振逆变器工作状态

模式 1: 当 S1 和 S3 导通而 S2 和 S4 关断时, 谐振电流  $I > 0$ , 电流由  $V_{dc}$  依次流经 S1 的漏极和源极、谐振电容 C、线圈(L)、S3 的漏极和源极。

模式 2: 当 S1 和 S3 由导通转为关断时, 由于电感上电流不能突变, 线圈将产生感应电流, 谐振电流开始反向  $I < 0$ , 并依次通过 S2 管的体二极管 DS2、 $V_{dc}$ 、S4 管的体二极管 DS4、谐振电容 C 进行续流。

模式 3: 当 S2 和 S4 导通而 S1 和 S3 关断时, 谐振负载两端电压的极性发生改变, 谐振电流  $I > 0$ , 电流由  $V_{dc}$  依次流经 S2 的漏极和源极、线圈(L)、谐振电容 C、S4 的漏极和源极。

模式 4: 当 S2 和 S4 由导通转为关断时, 由于电感上电流不能突变, 线圈将产生感应电流, 谐振电流开始反向  $I < 0$ , 并依次通过谐振电容 C、S1 管的体二极管 DS1、 $V_{dc}$ 、S3 管的体二极管 DS3 进行续流。

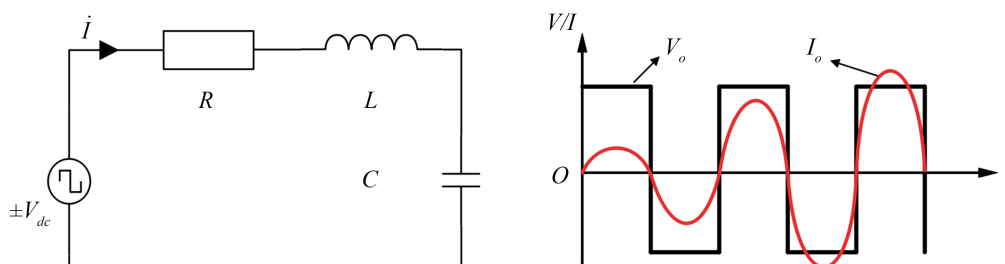


Figure 10. Excitation resonant equivalent circuit and phase relationship diagram

图 10. 激励谐振等效电路和相位关系图

这种由双极性控制的谐振模式称为激励谐振, 如图 10 所示为此模式下的电路状态等效图和电压电流相位关系图。直流电压  $V_{dc}$  在开关作用下以  $+V_{dc}$  的方波形式加在负载两端, 在半个谐振周期内保持不变, 可视为恒压源。谐振电流在该双极性方波电源的激励下逐渐增大[12], 并且趋于稳定, 考虑到 MOS 管的导通损耗和寄生参数的损耗, 谐振电流应为:

$$I_L(t) = \frac{4(V_{dc} - V_{QRds} - V_{Coss})}{\pi R} \sin \omega_o t \tag{9}$$

## 2.2. 保护电路设计与分析

### 2.2.1. 吸收保护电路设计与分析

在全桥电路中, 由于电路中杂散电感等寄生参数的存在, 在功率管关断时电路中会出现过电压并且产生振荡, 如果尖峰电压过高, 会损坏开关管[14]并影响输出信号波形。

对此, 需要加入缓冲电路(Snubber Circuit)对尖峰电压进行吸收, 抑制过高的 di/dt 和 du/dt, 在一定程度上降低开关瞬态功耗[15], 确保器件工作在安全范围内以起到保护的作用。RCD 型吸收回路由于抑制过电压效果好、能有效降低电压或电流尖峰, 常用于高频开关的场合, 所设计的 RCD 缓冲电路拓扑结构如下图 11 所示:

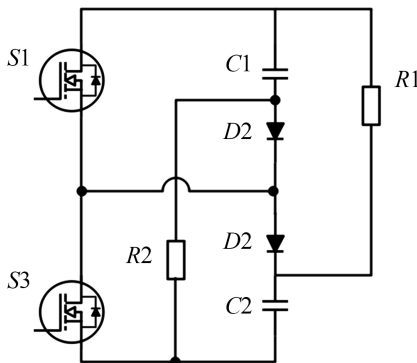


Figure 11. RCD discharge blocking type absorption circuit

图 11. RCD 放电阻止型吸收回路

电路中的电容  $C$  的放电电压为电源电压, 每次关断前, 电容  $C$  会将上次关断电压的过冲部分能量回馈到电源, 提高了电源利用率, 减小了吸收电路的功耗[15]。

### 2.2.2. 栅极驱动电路设计与分析

从控制芯片输出的 PWM 控制信号通常是比较理想的方波, 但是由于 MOS 管的制造工艺所存在的结电容  $C_{gs}$ 、PCB 走线上的寄生电感  $L_{TRACE}$ , 形成一个 LC 振荡电路, 在控制信号的上升沿和下降沿会产生较大的振荡, 可能会导致 MOS 管无法正常关断、急剧发热甚至爆炸。一般的解决方法是在栅极串联一个电阻  $R_{GATE}$ , 降低 LC 振荡电路的 Q 值, 使震荡迅速衰减掉(图 12)。

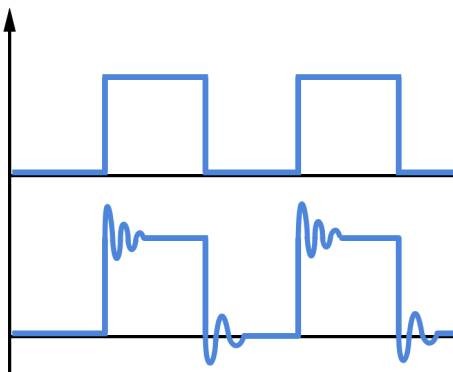


Figure 12. Ideal (top) and actual (bottom) drive waveforms

图 12. 理想(上)和实际(下)驱动波形图

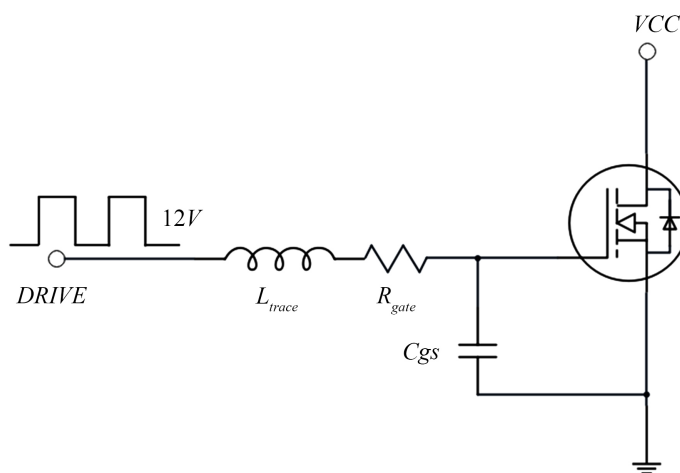


Figure 13. Equivalent circuit diagram of drive side

图 13. 驱动端等效电路图

驱动的等效电路如图 13 所示,  $R_g$  为栅极驱动电阻,  $L$  为 PCB 走线电感,  $C_{gs}$  为 MOS 管栅源极结电容, 根据基尔霍夫定理可得:

$$V_L + V_{R_g} + V_{C_{gs}} = V_{drive} \quad (10)$$

假设驱动电流为  $I_d$ , 则有:

$$I_d = \frac{\partial Q_{C_{gs}}}{\partial t} = C_{gs} \left( \frac{\partial V_{C_{gs}}(t)}{\partial t} \right) \quad (11)$$

$$V_L = L \frac{dI_d}{dt} \quad (12)$$

由此可以得到关于  $C_{gs}$  上的驱动电压微分方程:

$$LC_{gs} \left( \frac{\partial^2 V_{C_{gs}}(t)}{\partial t^2} \right) + C_{gs} \left( \frac{\partial V_{C_{gs}}(t)}{\partial t} \right) R_g + V_{C_{gs}}(t) - V_{drive} = 0 \quad (13)$$

这是一个二阶线性微分方程, 根据拉普拉斯变换可以得到变换函数:

$$G = \frac{V_{drive}}{LC_{gs} S \left( S^2 + \frac{1}{LC_{gs}} + \frac{R_g S}{L} \right)} \quad (14)$$

可以得到阻尼系数:  $\xi = \frac{R_g}{2} \sqrt{\frac{C_{gs}}{L}}$ ; 谐振角频率:  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_{gs}}}$ ;

当  $\xi < 1$  时, 即  $R_g < 2\sqrt{\frac{C_{gs}}{L}}$  为欠阻尼状态, MOSFET 栅极会产生上下震荡的波形, 这是我们不希望看到的, 因此选择  $R_g$  的阻值使其尽量处于过阻尼状态或临界阻尼状态, 即  $R_g \geq 2\sqrt{\frac{C_{gs}}{L}}$ 。但是过高的栅极电阻会产生较高的功耗, 导致驱动波形上升较慢, 考虑到上升时间可以用两倍时间常数  $\tau = R_g C_{gs}$  进行估算, 通常上升时间小于导通时间的二十分之一时, MOSFET 开关导通时的损耗不致于会太大造成发热问题, 因此当 MOSFET 的最小导通时间  $T_{onmin}$  确定后  $R_g$  最大值。

综上所述  $R_g$  的取值在以下范围之内, 并根据实际情况确定:

$$2\sqrt{\frac{C_{gs}}{L}} \leq R_g < \frac{1}{40} \frac{T_{onmin}}{C_{gs}} \quad (15)$$

此外, 在 MOSFET 关断状态时, 为了保证栅极结电容中的电荷快速泄放, 可以在  $R_g$  上并联一个快恢复二极管, 在关断的瞬间提供一个低阻抗的通路供 MOS 的结电容快速泄放, 为了防止反向谐振, 需要在二极管上串联一个电阻  $R_{g2}$ 。

### 3. 仿真与实验

#### 3.1. 仿真

根据上述对串联谐振逆变桥和吸收回路的分析结果, 通过 NI Multisim 14.2 软件进行仿真, 主电路拓扑采用图 3 所示的电路, 以验证其正确性。仿真参数如下表 1 所示, 仿真结果如图 14 所示。

**Table 1.** Simulation parameters

**表 1.** 仿真参数

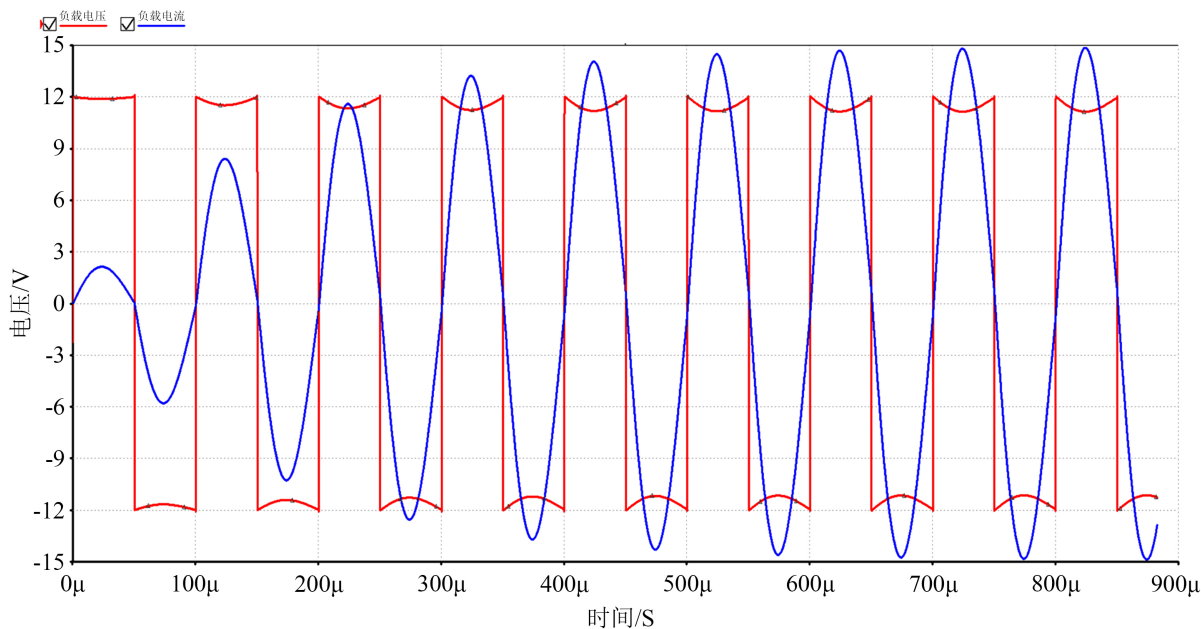
| 参数       | 取值                                    |
|----------|---------------------------------------|
| 线圈电感 L   | 791.5 uH                              |
| 谐振电容 C   | 0.320 uF, 12.8 nF, 3.200 nF, 0.800 nF |
| 损耗电阻 R   | 1 Ω                                   |
| 输入电压 Uin | 12 V                                  |



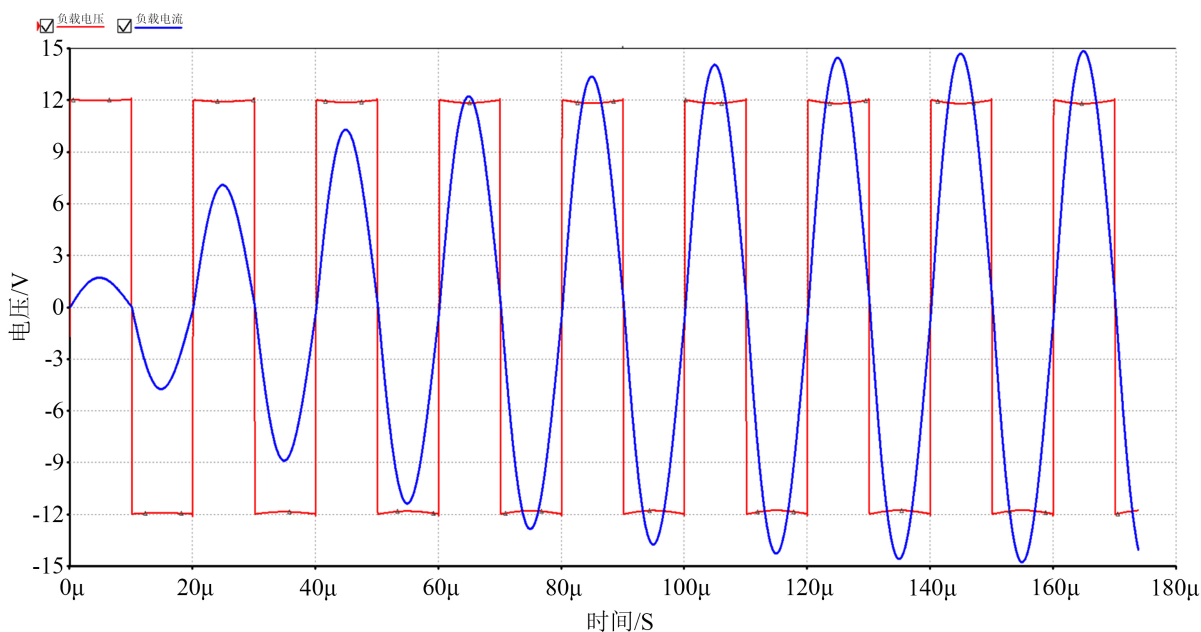
从图 14 中可以看到, 负载两端电压  $U_{ab}$  表现为双极性方波, 检流电阻  $U_r$  (即负载电流波形) 表现为正弦波, 当工作频率为 10 KHz 和 200 KHz 时,  $U_{ab}$  和  $U_r$  波形的相位、频率一致。

因为电阻上电流与电压同相, 因此检流电阻的电压波形等效于此时电路中的电流波形。即负载上电压与电流同相位, 谐振电流与负载电压在过零点相交, 经过几个周期的激励振荡后电流波形趋于稳定的正弦信号, 稳定时电流最大值为 15 A 左右。

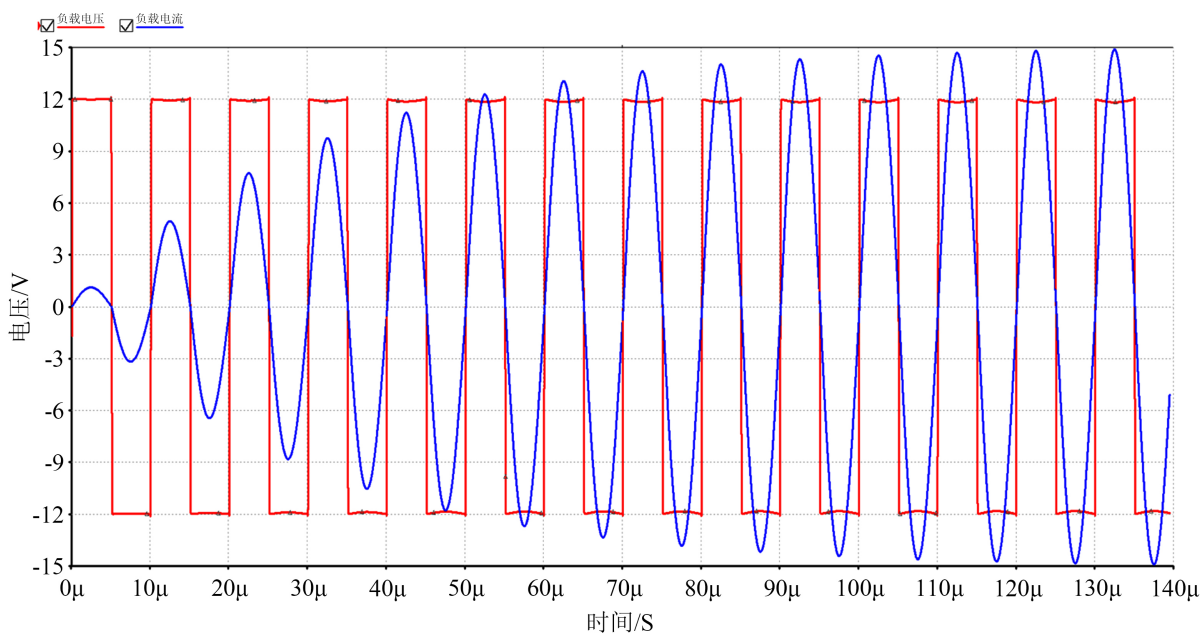
输入电压为 12 V, 仿真所用的 MOS 管本身的导通损耗  $R_{ds}$  为 8 m $\Omega$ , 导通时的总电阻为 1.016  $\Omega$ , 根据式(9)计算的电流最大值约为 15.038 A, 两者基本一致, 说明电路此时达到谐振状态。



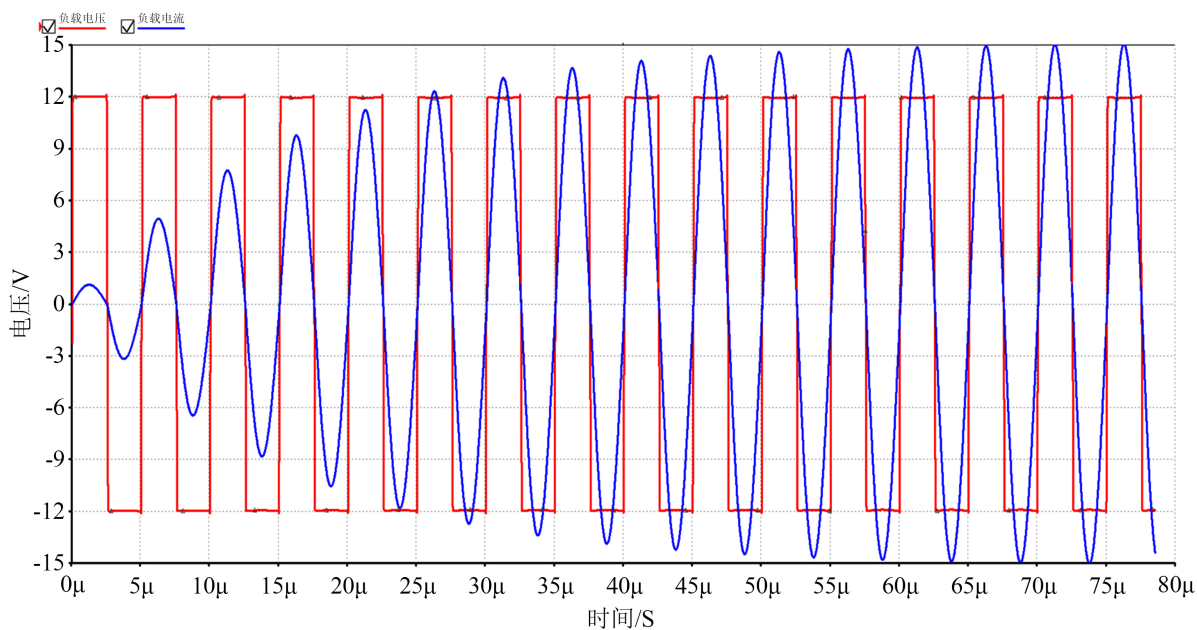
(a) 10 kHz 波形图



(b) 50 kHz 波形图



(c) 100 kHz 波形图



(d) 200 kHz 波形图

Figure 14. Waveforms of different frequencies

图 14. 不同频率的波形图

### 3.2. 实验结果

在上述原理分析与仿真验证的基础上, 制作了一台实验室样机, 输入直流电压为 12 V, 根据理论计算电流峰值应为 28.77 A, 输出功率为 240 W, 输出频率范围为 10 kHz~200 kHz。绕制的发射线圈电感量 791.5  $\mu\text{H}$ , 直流电阻为 531.8  $\text{m}\Omega$ , 匝数为 15 匝, 面积 2 m\*2 m, 根据频率选择的谐振电容, 选取了 8 个频率点进行测量, 得到的实测结果如下表 2 所示。

从图 15、图 16 可以看到, 在起振后稳定后电流相位和电压相位基本一致, 在 200 kHz 以内的频率都吻合的较好, 误差在 1% 以下。在前面四个频率下, 稳定后的电流峰值基本在 28 A 左右, 与理论分析结果基本吻合, 从图中可以看到, 发射机电流波形完整且稳定, 符合发射机的要求。

在后四个频率点, 随着频率的升高, 峰值电流幅值出现不同程度的下降, 尤其是在最后两个频率点下降较为明显。

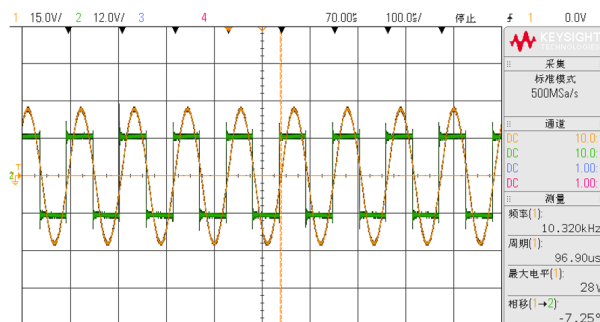
**Table 2.** Test parameters

**表 2.** 测试参数

| 理论频点/kHz | 谐振电容/nF | 测量频点/kHz | 频率误差  | 峰值电流 |
|----------|---------|----------|-------|------|
| 10.328   | 300     | 10.320   | 0.07% | 28   |
| 40       | 20      | 40.123   | 0.31% | 28   |
| 75.596   | 5.6     | 75.48    | 0.15% | 28   |
| 98.477   | 3.3     | 98.53    | 0.05% | 27.9 |
| 146.065  | 1.5     | 147.69   | 1.11% | 26.9 |
| 178.893  | 1       | 177.62   | 0.71% | 26.9 |
| 197.554  | 0.82    | 195.43   | 1.07% | 24.9 |
| 206.568  | 0.75    | 201.86   | 2.27% | 24.2 |

总的来说, 在预设的 200 kHz 以内, 每个测试频率点与理论频率点基本吻合, 频率误差都在 3% 以下, 电流峰值能够达到 24 A 以上, 说明发射装置基本能够满足 RMT 的探测要求。但是随着频率的升高, 电流输出峰值存在较明显的降低, 与此同时频点误差也在增大, 并且波形出现一定的抖动。

主要原因在于实际元件非理想性, 电路中存在各种寄生参数, 例如电路走线的寄生电感、MOS 管上的结电容、线圈上的分布电容等, 这些参数与电路结构、元器件生产工艺相关, 难以进行准确的控制。当频率不断增高, 这些杂散的电感和电容的阻抗急剧增大, 导致负载的谐振频率偏移, 使得电流峰值降低, 波形产生一定的抖动失真。当发射频率不断升高, 电路中的寄生参数影响比重会增大, 因此需要合理设计电路减小寄生参数。此外, 因为市面上可供选择的小容值谐振电容并不多, 对于线圈电感值的设计要参考可选择的谐振电容。



**Figure 15.** Inverter bridge output voltage and current phase relationship

**图 15.** 逆变桥输出电压、电流相位关系

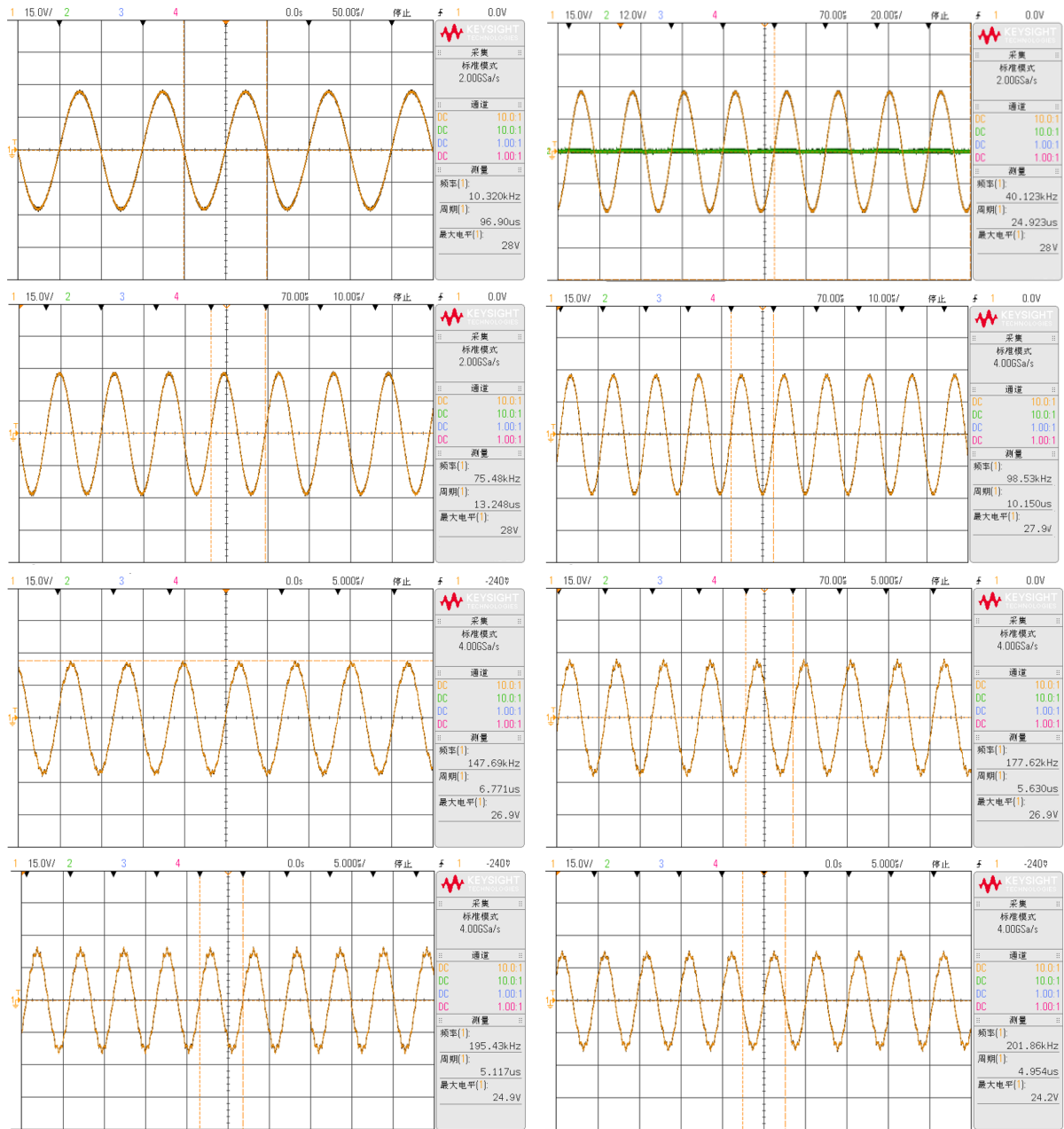


Figure 16. Measured waveform diagram  
图 16. 实测波形图

#### 4. 结论

本文设计了串联谐振式全桥逆变射频大地电磁法发射电路, 利用功率 MOS 器件实现全桥逆变技术, 在基于串联谐振的原理上, 对谐振周期内全桥电路的各个状态进行分析, 推导出输出电流的计算式, 通过仿真验证和发射样机测试, 验证了串联谐振式全桥逆变发射电路的正确性和有效性。

制作的发射样机发射频率能够实现 10~200 kHz, 发射电流满足输出电流的计算式, 在 12 V 的电源下峰值电流最高达 28 A, 波形较为稳定, 输出功率能够达到 336 W, 并且通过改变电源电压可以加进一步提高功率, 满足 RMT 法发射机的要求。

## 参考文献

- [1] Turberg, P., Müller, I. and Flury, F. (1994) Hydrogeological Investigation of Porous Environments by Radio Magneto-Telluric-Resistivity (RMT-R 12-240 kHz). *Journal of Applied Geophysics*, **31**, 133-143. [https://doi.org/10.1016/0926-9851\(94\)90052-3](https://doi.org/10.1016/0926-9851(94)90052-3)
- [2] 汤井田, 任政勇, 周聪, 张林成, 原源, 肖晓. 浅部频率域电磁勘探方法综述[J]. 地球物理学报, 2015, 58(8): 2681-2705.
- [3] 原源, 庞成, 汤井田, 任政勇, 周聪. 基于非结构双网格的 2D RMT 双参数同步反演研究[J]. 地球物理学报, 2019, 62(6): 2150-2164.
- [4] Bastani, M. (2001) Enviro-MT—A New Controlled Source/Radio Magnetotelluric System. Ph.D. Thesis, Acta Universitatis Upsaliensis, Uppsala.
- [5] Bastani, M., Savvaidis, A., Pedersen, L.B. and Kalscheuer, T. (2011) CSRMT Measurements in the Frequency Range of 1-250kHz to Map a Normal Fault in the Volvi Basin, Greece. *Journal of Applied Geophysics*, **75**, 180-195. <https://doi.org/10.1016/j.jappgeo.2011.07.001>
- [6] Pedersen, L.B., Bastani, M. and Dynesius, L. (2005) Groundwater Exploration Using Combined Controlled-Source and Radiomagnetotelluric Techniques. *Geophysics*, **70**, G8-G15. <https://doi.org/10.1190/1.1852774>
- [7] Xu, Y.F., Liu, L.H., Wu, K., Geng, Z. and Fang, G.Y. (2014) Research on Technology of Controlled Source Radio Magneto-Telluric System's Transmitter. *Journal of Electronics*, **31**, 609-618. <https://doi.org/10.1007/s11767-014-4062-1>
- [8] Saraev, A., Simakov, A., Shlykov, A. and Tezkan, B. (2017) Controlled Source Radiomagnetotellurics: A Tool for Near Surface Investigations in Remote Regions. *Journal of Applied Geophysics*, **146**, 228-237. <https://doi.org/10.1016/j.jappgeo.2017.09.017>
- [9] Tezkan, B. and Saraev, A. (2008) A New Broadband Radiomagnetotelluric Instrument: Applications to Near Surface Investigations. *Near Surface Geophysics*, **6**, 245-252. (In Chinese) <https://doi.org/10.3997/1873-0604.2008019>
- [10] Shlykov, A., Saraev, A. and Tezkan, B. (2020) Study of a Permafrost Area in the Northern Part of Siberia Using Controlled Source Radiomagnetotellurics. *Pure and Applied Geophysics*, **177**, 5845-5859. <https://doi.org/10.1007/s00024-020-02621-x>
- [11] Rashid, M.H. (2016) *Electric Renewable Energy Systems*. Elsevier Inc., Amsterdam.
- [12] 金晓毅, 邬伟扬, 孙孝峰. 串联谐振电流源高频链正弦波逆变器的工作原理和控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 100-106.
- [13] 徐应年, 赵阳, 黄友桥, 康勇. 简单、高效串联谐振逆变电源研究[J]. 高电压技术, 2008(1): 187-190+195. <https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.2008.01.008>
- [14] 杨凤彪, 杨怡君, 闫英敏, 赵霞. RC 缓冲电路的优化设计[J]. 电气开关, 2008, 46(5): 51-52+70.
- [15] 姜栋栋, 王焯, 卢峰. IGBT 过电压产生机理分析及 RC 缓冲电路的设计[J]. 电力科学与工程, 2011, 27(4): 23-29.