



Alessio De ANGELIS<sup>1</sup> Marco DIONIGI<sup>1</sup> Paolo CARBONE<sup>1</sup> Mauro MONGIARDO<sup>1</sup>  
车文荃<sup>2</sup> 王清华<sup>2</sup> Franco MASTRI<sup>3</sup> Giuseppina MONTI<sup>4</sup>

## 中等传输距离下的无线功率传输链路 第2部分:选择性工作方式

### 摘要

对谐振感应式无线功率传输链路的3种不同的工作方式进行了讨论.第1种工作方式是输出恒定的电压或电流;第2种工作方式采用频率捷变操作,非常适合于不随耦合系数变化的应用场合;第3种工作方式实现负载独立工作并输出恒定的电压或电流.本文讨论并提出了不同情况下的解决方案和相关公式.最后通过实验对提出的理论进行了验证.

### 关键词

无线功率传输链路;电感耦合;选择性工作;耦合独立;负载独立

中图分类号 TN01  
文献标志码 A

收稿日期 2016-11-28

### 作者简介

Mauro Mongiardo, 男, 博士, 教授, IEEE Fellow, 研究方向为无线能量传输和计算电磁学. mauro.mongiardo@unipg.it

Giuseppina Monti, 女, 博士, 讲师, 研究方向为无线能量传输. giuseppina.monti@unisalento.it

1 DE, University of Perugia, Perugia 06123, Italy

2 南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 南京, 210094

3 DEI, School of Information Technology, University of Bologna, Bologna 40126, Italy

4 DII, University of Salento, Lecce 73100, Italy

### 0 引言

基于感应耦合的无线功率传输(WPT)正获得越来越多的关注<sup>[1-10]</sup>.根据具体应用背景,WPT链路的设计必须满足不同的目标,因此,已有文献讨论并提出了不同的设计方案.例如,对于固定负载和可变耦合系数,可以采用不随耦合系数变化的方案<sup>[11]</sup>.在这种情况下,适当地调整频率,便可以使输入阻抗为纯电阻性,而且与耦合系数无关.在其他情况下,对于给定的负载值,也可以通过选择频率,使负载功率最大化<sup>[11]</sup>.

另一个具有显著实际应用价值的情况是,希望输出电压(或电流)与负载无关.在某些情况下,负载值其实会随时间变化.作为示例,当为电池充电时,提供固定的电压输出是非常重要的,而表示电池的负载值则随着充电时间增加而增大.

在相关文献<sup>[12]</sup>中,给出了最大化感应式WPT链路工作在主谐振频率(即2个同步谐振器作为发射器和接收器,在其谐振频率处)下的相关方程.本文引入并讨论了3种不同的工作方式.这些工作方式可以实现恒定的功率输出或电压/电流输出或耦合独立.本文结构如下:在提出问题后,首先推导了实现恒定电压/电流输出的相关方程;然后,给出了设计方程以实现耦合独立或负载独立的工作方式;最后,给出实验结果并进行了讨论.

### 1 选择性工作方式的分类

在3种不同的工作模式之间进行区分WPT链接的制度:

- 1) 在主谐振频率下,同步谐振器恒定的电压或电流输出.
- 2) 耦合系数独立工作方式:效率、传输到负载上的功率及输入阻抗不随耦合系数的改变而改变.
- 3) 负载独立工作方式:当更改负载阻值时,其电压(或电流)保持不变.

在第1种情况下,工作频率保持不变;在第2和第3种情况下,改变频率以便满足适当的条件.

### 1.1 增益定义

当负载电阻为  $R_L$  时, 对于双端口网络, 可以引入以下增益定义:

$$\begin{aligned} G_{VV} &= \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_L}{AR_L + B}, \\ G_{IV} &= \frac{I_2}{V_1} = -\frac{G_{VV}}{R_L}, \\ G_{VI} &= \frac{V_2}{I_1} = \frac{R_L}{CR_L + D}, \\ G_{II} &= \frac{I_2}{I_1} = -\frac{G_{VI}}{R_L}. \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)是一般情况下的表达式(图1). 在接下来的工作中, 将针对串联-串联谐振器的情况进行讨论.

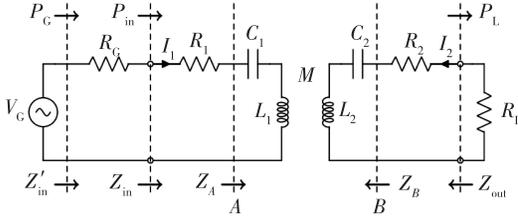


图1 使用耦合电感实现 WPT 链路示意

Fig. 1 Schematic of the WPT link realized with coupled inductors

### 1.2 传输矩阵表达式

对于给定的 WPT 链路二端口网络, 通常利用 ABCD 矩阵来确定实现某种工作模式所需要的条件. 根据 ABCD 参数的定义, 它可以写为

$$V_1 = AV_2 - BI_2, \quad (2)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2. \quad (3)$$

引入以下参数:

$$\begin{aligned} \alpha &= A_R R_L + B_R, \\ \beta &= A_1 R_L + B_1, \\ \theta &= C_R R_L + D_R, \\ \delta &= C_1 R_L + D_1, \\ \Delta &= \theta^2 + \delta^2. \end{aligned} \quad (4)$$

通过式(4), 对于通常的双端口网络, 基于 ABCD 网络的参数可以得到以下一般表达式:

$$r_{in} = \frac{1}{X_{10}} \frac{\alpha\theta + \beta\delta}{\Delta},$$

$$x_{in} = \frac{1}{X_{10}} \frac{\beta\theta - \alpha\delta}{\Delta},$$

$$P_L = \frac{R_L}{(\alpha + \theta R_C)^2 + (\beta + \delta R_C)^2},$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{R_L}{\theta\alpha + \beta\delta}. \quad (5)$$

### 1.3 串联-串联谐振方式

我们可以推导出有耗情况下 ABCD 参数的一般表达式, 同时还考虑了异步谐振器. 为了方便起见, ABCD 参数用实部和虚部的形式来表示:  $A = A_R + jA_1$ . 参考表 1 中的归一化定义方法, 串联-串联谐振形式下的 ABCD 参数为

$$\begin{aligned} A_R &= \frac{n(u^2 - a^2)}{ku^2}, \\ A_1 &= -\frac{r_1 n}{ku}, \\ B_R &= \frac{X_{10}(r_2(u^2 - a^2) + r_1(u^2 - 1))}{knu^2}, \\ B_1 &= -\frac{X_{10}((u^2 - 1)(u^2 - a^2) - u^2(k^2 u^2 + r_1 r_2))}{knu^3}, \\ C_R &= 0, \\ C_1 &= -\frac{n}{X_{10}ku}, \\ D_R &= \frac{u^2 - 1}{knu^2}, \\ D_1 &= -\frac{r^2}{knu}. \end{aligned} \quad (6)$$

考虑式(4)中的参数值:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{X_{10}(r_{2T}u^2 + r_1 | u^2 - r_{2T}a^2 - r_1)}{knu^2}, \\ \beta &= -\frac{X_{10}(k^2 u^4 - u^4 + a^2 u^2 + r_1 r_{2T} u^2 + u^2 - a^2)}{knu^3}, \\ \theta &= \frac{(u - 1)(u + 1)}{knu^2}, \\ \delta &= -\frac{r_{2T}}{knu}, \\ \Delta &= \frac{u^4 + (r_{2T}^2 - 2)u^2 + 1}{k^2 n^2 u^4}. \end{aligned} \quad (7)$$

将式(7)代入式(5)中:

$$\begin{aligned} r_{in} &= \frac{r_{2T}k^2 u^4}{u^4 + (r_{2T}^2 - 2)u^2 + 1} + r_1, \\ x_{in} &= -((k^2 - 1)u^6 + (-k^2 + a^2 - r_{2T}^2 + 2)u^4 + \\ &\quad ((r_{2T}^2 - 2)a^2 - 1)u^2 + a^2) \times \\ &\quad (u^5 + (r_{2T}^2 - 2)u^3 + u)^{-1}, \\ P_L &= \frac{k^2 u^6 r_L}{p_1(u) + p_2(u)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_1(u) &= (k^2u^4 - u^4 + a^2u^2 + r_{17}r_{27}u^2 + u^2 - a^2)^2, \\
 p_2 &= u^2(r_{27}u^2 + r_{17}u^2 - r_{27}a^2 - r_{17})^2, \\
 \eta &= \frac{k^2u^4r_L}{r_{27}k^2u^4 + r_{17}u^4 + r_{17}r_{27}u^2 - 2r_{17}u^2 + r_{17}}. \quad (8)
 \end{aligned}$$

式(8)为串联-串联谐振形式下相关参数的闭式解。

表1 归一化频率/阻抗

Table 1 Normalized resistances

$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$	$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}}$
$X_{10} = \omega_{02}L_1$	$X_{20} = \omega_{02}L_2$
$n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$	$k = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$
$u = \frac{\omega}{\omega_{02}}$	$a = \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}}$
$r_1 = R_1/X_{10} = 1/Q_1$	$r_2 = R_2/X_{20} = 1/Q_2$
$r_G = R_G/X_{10} = 1/Q_G$	$r_L = R_L/X_{20} = 1/Q_L$
$r_{1T} = r_1 + r_G = 1/Q_{1T}$	$r_{2T} = r_2 + r_L = 1/Q_{2T}$

## 2 输出功率恒定的工作方式

为了研究输出功率恒定的工作方式,对于情况  $u = 1$  (主谐振) 和  $a = 1$  (同步谐振器), 简化式(6), 可以得到:

$$\begin{aligned}
 A_R &= 0, \\
 A_1 &= -\frac{r_1n}{k}, \\
 B_R &= 0, \\
 B_1 &= -\frac{X_{10}(k^2 + r_1r_2)}{kn}, \\
 C_R &= 0, \\
 C_1 &= -\frac{n}{X_{10}k}, \\
 D_R &= 0, \\
 D_1 &= -\frac{r_2}{kn}, \quad (9)
 \end{aligned}$$

将式(9)代入到式(3)中,可以得到以下增益的绝对值:

$$G_{VV} = \frac{kr_L}{n(r_1r_L + k^2 + r_1r_2)}, \quad (10)$$

$$G_{II} = \frac{kn}{r_L + r_2}. \quad (11)$$

表2 参数值

Table 2 Values of the coils

$f_{01}/\text{MHz}$	$f_{02}/\text{MHz}$	$R_1/\Omega$	$R_2/\Omega$	$Q_1$	$Q_2$	$R_L/\Omega$	$n$	$k_b$	$L_1/\mu\text{H}$	$L_2/\mu\text{H}$	$C_1/\text{pF}$	$C_2/\text{pF}$
13.56	13.56	2.62	2.92	100	100	50	0.95	0.2	3.07	3.43	45	40

很明显,选择适当的  $r_L$  值就可以得到所期望的增益值.作为示例,考虑所期望增益为  $G_{VV} = G_0$  的情况,我们可以得到  $r_L$  的表达式为

$$r_L = \frac{G_0(k^2 + r_1r_2)nX_{10}}{k - G_0r_1n}, \quad (12)$$

从式(12)可以明显地看出,存在  $G_0$  的最大值,即  $k/(r_{1n}) > G_0$ . 类似的推理可以应用于电流增益.通过设置期望电流值为  $G_{II} = G_1$ , 负载电阻为以下表达式:

$$r_L = \frac{kn}{G_1} - r_2, \quad (13)$$

在这种情况下,电流增益变为  $k_n/r_2 > G_1$ .

图2中给了一个例子,电压增益  $G_{VV}$  随耦合系数及负载电阻值的变化情况.作为示例,可以看出,负载应如何随耦合系数的改变而改变,以便实现恒定的增益(例如  $G_0 = 0.5$ ).

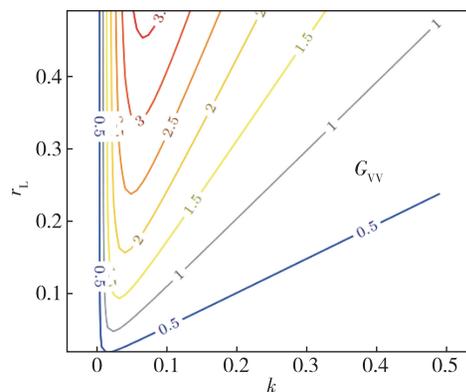


图2 电压增益随耦合系数  $k$  和归一化负载电阻值  $r_L$  变化情况(所使用的参数值如表2所示,输入电抗为零)

Fig. 2 Voltage gain as a function of coupling  $k$  and normalized load resistance  $r_L$ .

The values employed refer to the structure described in Table 2.

最后,值得指出的是,也可以在恒定电阻值下工作,用 MOSFET 实现的 H 桥可以提供所需要的增益.

## 3 耦合独立工作方式

对于同步谐振器情况 ( $a = 1$ ), 输入电抗为  $x_{in} = -((u - 1)(u + 1)(k^2u^4 - u^4 - r_{27}^2u^2 + 2u^2 - 1)) \times (u(u^4 + r_{27}^2u^2 - 2u^2 + 1))^{-1}$ , (14)

很明显,  $u = 1$  处为零. 注意到当条件

$$k^2 u^4 = u^4 + (r_{2T}^2 - 2)u^2 + 1 \quad (15)$$

满足时, 不仅输入阻抗的电抗部分消失, 电阻部分变为

$$r_{in} = r_1 + r_{2T}, \quad (16)$$

对应的非归一化电阻值为

$$R_{in} = R_1 + n^2(R_2 + R_L), \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 从输入端看去, 耦合谐振器可以用作具有变换值  $n$ 、耦合独立的理想变压器. 此外, 可以观察到, 如果式(15)成立, 则效率为

$$\eta = \frac{r_L}{r_{2T} + r_1}, \quad (18)$$

相应的功率可计算, 可以看出与耦合无关:

$$P_L = \frac{r_L}{(r_{2T} + r_{1T})^2}. \quad (19)$$

根据式(8), 考虑这种情况下的输入电抗的变化, 如图 3 所示. 分叉耦合系数对应于输入电抗的曲线存在零点交叉. 为了更好地理解, 引入图 4 和图 5, 相对于异步谐振器的情况. 很明显,  $u = 1$  处的曲线, 实际上由 2 条曲线组成: 高耦合值相对于谐振状态, 低耦合值情况对应于扩展方案. 相关方程将在下一节中讨论.

为了计算图 1 所示的 WPT 链路的次级谐振频

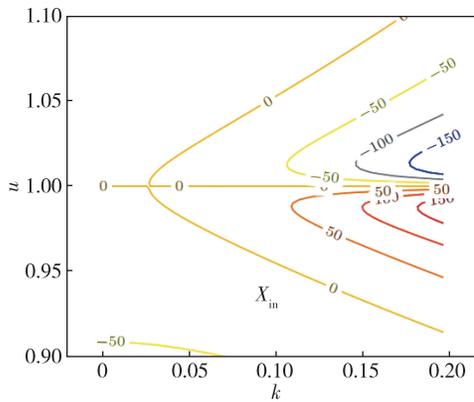


图 3 输入电抗随耦合系数及归一化频率  $u$  的变化情况(发生频率分叉的点是 3 个曲线. 注意, 对于同步谐振器, 耦合独立只发生在  $a=1$  的情况下)

Fig.3 Input reactance as a function of coupling  $k$  and normalized frequency  $u$ . The point at which bifurcation takes place is when the three curves for zero reactances meet. Note that the coupling-independent regime is only achievable for the synchronous case  $a=1$ . The values employed in this figure are relative to the structure described in Table 2.

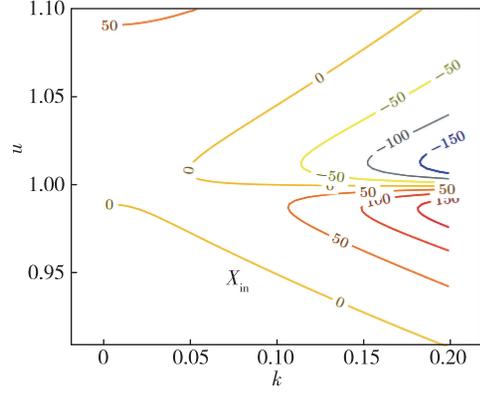


图 4 与图 3 相似情况,  $a=0.99$ (很明显, 对于低耦合系数情况, 解决方案为  $u_-$ )

Fig. 4 As in Fig.3 for  $a=0.99$ .

It is apparent that only the solution  $u_-$  is present for low values of coupling.

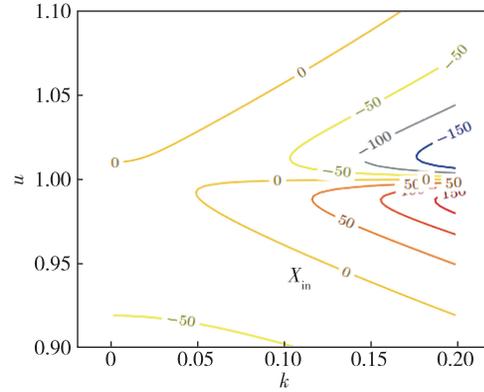


图 5 与图 3 相似情况,  $a=1.01$ (对于低耦合系数情况, 解决方案为  $u_+$ )

Fig. 5 As in Fig.3 but for  $a=1.01$ . In this case only the solutions  $u_+$  are present for low values of coupling.

率的表达式, 有必要计算输入电抗  $X_{in}$  消失所对应的频率. 显然正如所预期的那样, 在主谐振对应于归一化频率  $u = u_0 = 1$  处, 输入电抗  $X_{in}$  消失. 此外, 显然输入阻抗还表现出另外 2 个谐振频率(频率分叉):

$$(1 - k^2)x^2 - (2 - r_{2T}^2)x + 1 = 0, \quad (20)$$

其中  $x = u^2$ , 存在 2 个正解. 利用笛卡尔符号规则, 要求判别式(20)是非负的. 可以证明, 如果满足以下 2 个不等式, 则存在次级谐振频率:

$$r_{2T} < \sqrt{2}, \quad (21)$$

$$k \geq k_b = r_{2T} \sqrt{1 - \frac{r_{2T}^2}{4}}, \quad (22)$$

其中  $k_b$  表示分叉耦合系数, 代表出现频率分叉所对

应的耦合系数值(即,出现2个附加谐振频率对应的 $k$ 值).可以注意到,分叉耦合只取决于归一化电阻 $r_{2T}$ (或等效为次级电路加载的品质因数).同时观察到,在实际应用中,式(22)中的平方根值通常非常接近1,因此:

$$k_b \approx r_{2T}. \quad (23)$$

当式(21)和式(22)满足时,输入电抗也在次级谐振频率处消失:

$$u_{\pm} = \sqrt{\frac{2 - r_{2T}^2 \pm \sqrt{4k^2 + r_{2T}^4 - 4r_{2T}^2}}{2(1 - k^2)}}. \quad (24)$$

很容易验证,不同于工作在主谐振频率下的情况,工作在次级谐振频率下,可以使得性能与耦合系数 $k$ 无关.事实上,当在主谐振频率下工作时, $u = 1$ ,WPT链路基本上表现为阻抗转换器,从 $r_{in} = k^2/r_{2T}$ 中可以看出.

反之,当在次级谐振频率下工作时,满足条件式(21)、(22),则链路表现为变压器,输入阻抗为纯电抗性且与 $k$ 无关.

#### 4 负载独立工作方式下的传输矩阵

中程WPT系统可以用二端口网络来表示.在这种情况下,在发射(Tx)端接有电压或电流发生器,电压或电流输出在接收(Rx)侧.为了方便说明,引入以下命名:当在Tx侧为电压,它被称为电压控制(VC);此外,当在Rx端得到一个与负载无关的电压,它被称为电压源(VS);类似地,Tx侧为电流发生器称为电流控制(CC).在Rx端可以实现电压源(VS)或电流源(CS).因此,有4种类型的传递函数:

- 1) VCVS:电压控制电压源;
- 2) VCCS:电压控制电流源;
- 3) CCVS:电流控制电压源;
- 4) CCCS:电流控制电流源.

不同的负载独立的电流/电压输出的情况,可以通过以下方法实现.

##### 4.1 电压控制

假设发射端为电压发生器(VC).在次级侧存在2种情况:

- 1) 负载独立电压输出(VS);
- 2) 负载独立电流输出(CS).

各种情况将在下面进行描述,如表3所示.

1)电压控制电压源(VCVS):通过ABCD矩阵,发现VCVS可以通过 $B=0$ 实现.实际上,通过考虑负载 $Z_L$ :

表3 实现负载独立工作的条件

Table 3 Conditions for obtaining load-independent generators. $v_2, i_2$  are the output voltages and currents, while  $v_1, i_1$  are the generators on the primary side

	CS	VS
VC	$A = 0$ $I_2 = V_1/B$ VCCS	$B = 0$ $V_2 = V_1/A$ VCVS
CC	$C = 0$ $I_2 = I_1/D$ CCCS	$D = 0$ $V_2 = I_1/C$ CCVS

$$I_2 = -\frac{V_2}{Z_L}, \quad (25)$$

$$V_1 = \left(A - \frac{B}{Z_L}\right)V_2, \quad (26)$$

显然当 $B=0$ 时,可以得到 $V_2 = V_1/A$ .

2)电压控制电流源(VCCS):在这种情况下考虑 $V_2 = -I_2Z_L$ ,

$$V_1 = (-AZ_L + B)I_2, \quad (28)$$

因此 $A=0$ ,实现负载独立的电流输出,从而实现了VCCS.特别地, $I_2 = V_1/B$ .

##### 4.2 电流控制

假定初级端为电流发生器.

1)电流控制电压源(CCVS).在这种情况下考虑:

$$I_1 = \left(C - \frac{D}{Z_L}\right)V_2, \quad (29)$$

当 $D=0$ 时, $V_2 = I_1/C$ .

2)电流控制电流源(CCCS).考虑以下关系:

$$I_1 = (-CZ_L + D)I_2, \quad (30)$$

当 $C=0$ 时, $I_2 = I_1/D$ .

##### 4.3 串联-串联无损情况下负载独立工作

在无耗情况下,式(6)中的ABCD参数变为

$$A_R = \frac{n(u^2 - a^2)}{ku^2},$$

$$A_1 = 0,$$

$$B_R = 0,$$

$$B_1 = \frac{X_{10}[(u^2 - 1)(u^2 - a^2) - k^2u^4]}{knu^3},$$

$$C_R = 0,$$

$$C_1 = -\frac{n}{X_{10}ku},$$

$$D_R = \frac{u^2 - 1}{knu^2},$$

$$D_1 = 0. \quad (31)$$

从式(31), 很容易观察到:

- 1) 当  $u = a$  时实现条件  $A = 0$ ;
- 2) 当  $(u^2 - 1)(u^2 - a^2) - k^2 u^4 = 0$  时, 实现  $B = 0$ ;
- 3) 不可能实现  $C = 0$ ;
- 4) 当  $u = 1$  时实现  $D = 0$ .

图 6 描绘了  $a = 1$  时电抗和  $B$  的情况. 显然, 当耦合值足够高时, 2 条曲线重合. 但是, 电抗曲线取决于所选的负载值,  $B$  曲线与负载无关. 此外,  $B = 0$  条件可以通过将负载短路、输入阻抗消失来实现. 对应的负载功率的变化如图 7 所示.

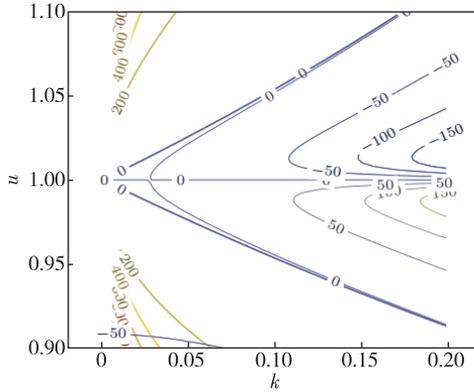


图 6 对于  $a=1$  情况,  $X_{in}$  (细线) 和  $B$  (粗线) 的变化情况 (注意到, 对于足够大的耦合值 (高于  $k_b$ ) 两种操作方式几乎工作在相同的频率)

Fig. 6 For the case  $a=1$  in addition to  $X_{in}$  (thin lines) also the curves for  $B$  (thick lines) have been added. It is noted that the two regimes are obtained at almost the same frequencies for values of coupling sufficiently higher than  $k_b$ .

#### 4.4 串联-串联有耗情况下负载独立工作

对于有耗情况, ABCD 参数如式(6)所示. 根据式(1), 以实现恒定电压增益或电流增益的负载独立工作方式可按如下分析.

- 1) 电压控制电压源 (VCCS)

$$G_{VV} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_L}{AR_L + B} = \frac{1}{A + B/R_L}, \quad (32)$$

当  $B/R_L = 0$  时, 电压增益可以恒定为  $G_{VV} = 1/A$ , 这意味着  $B \ll R_L$  或  $B = 0$ . 考虑无耗情况下, 负载独立工作模式可以通过满足  $(u^2 - 1)(u^2 - a^2) - k^2 u^4 = 0$  实现.

$$u_{b1}^2 = \frac{a^2 + 1 - \sqrt{4a^2 k^2 + a^4 - 2a^2 + 1}}{2(1 - k^2)},$$

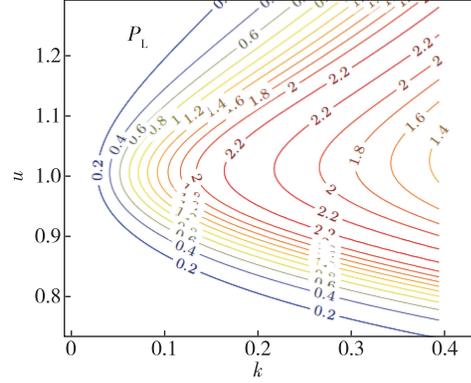


图 7 图 6 情况下, 功率的变化

Fig. 7 Power variation in case of Fig.6

$$u_{b2}^2 = \frac{a^2 + 1 - \sqrt{4a^2 k^2 + a^4 - 2a^2 + 1}}{2(1 - k^2)}, \quad (33)$$

$$G_{VV} = \frac{ku_b^2}{n(u_b^2 - a^2) - jr_1 n u_b}, \quad (34)$$

其中  $u_b = u_{b1}$  或  $u_{b2}$ .

- 2) 电压控制电流源 (VCCS)

$$G_{IV} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{G_{VV}}{R_L} = -\frac{1}{AR_L + B}, \quad (35)$$

当  $AR_L = 0$  时,  $G_{IV}$  可以恒定为  $G_{IV} = -1/B$ , 这意味着  $A = 0$  或  $R_L = 0$ . 当  $R_L = 0$  时, 这是不可行的, 负载上的功率变为零. 考虑到无耗情况下, 实现负载独立的条件为  $u = a$ .

$$A = Ar + jAi = -j \frac{r_1 n}{ka}, \quad (36)$$

只有当  $r_1 = 0$  时,  $A$  变为零, 这与无耗情况相同.

- 3) 电流控制电压源 (CCVS)

$$G_{VI} = \frac{V_2}{I_1} = \frac{R_L}{CR_L + D} = \frac{1}{C + D/R_L}, \quad (37)$$

当  $D/R_L = 0$  时, 电压增益可以恒定为  $G_{VI} = 1/C$ , 这意味着  $D \ll R_L$  或只是  $D = 0$ . 考虑到无耗情况, 实现负载独立的条件为  $u = 1$ .

$$G_{VI} = -\frac{X_{10} k}{jn + jr_2 n / r_L}, \quad (38)$$

当  $r_2 n \ll r_L$  时,  $G_{VI}$  可以恒定为  $G_{VI} = -X_{10} k / (jn)$ .

- 4) 电流控制电流源 (CCCS)

$$G_{II} = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{1}{CR_L + D}, \quad (39)$$

这种情况无解.

## 5 实验结果

为了验证在之前的章节中讨论的理论公式, 搭

建如图 8 所示的实验系统<sup>[13]</sup>.正如在相关文献<sup>[12]</sup>中提到的,这种系统的测量对象为初级有效功率、负载有效功率和效率.所用的 2 个空心圆形线圈直径为 140 mm,匝数为 20,线圈的标准电感为 128  $\mu\text{H}$ .基于这种线圈,为了实现 2 个谐振器具有相同的标称谐

振频率 24.48 kHz,可以将标称值离散电容器 330 nF 与线圈串联.

分流电阻的标称值为  $R_{\text{shunt}} = 1 \Omega$ ,而负载电阻是可变电阻,WPT 链路参数的测量值在表 4 中给出.

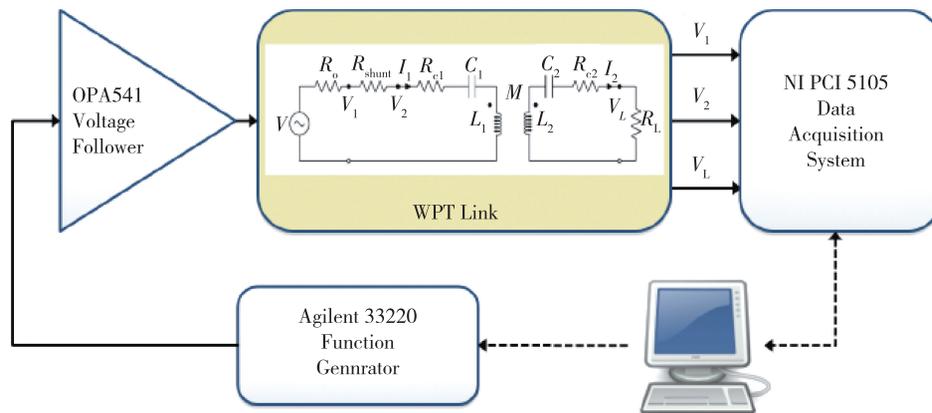


图 8 测试系统框图

Fig. 8 Diagram of the measurement system setup

表 4 测试系统参数值

Table 4 Nominal values and measured values

	$f_{01}/\text{kHz}$	$f_{02}/\text{kHz}$	$L_1/\mu\text{H}$	$L_2/\mu\text{H}$	$C_1/\text{nF}$	$C_2/\text{nF}$	$R_1/\Omega$	$R_2/\Omega$	$Q_1$	$Q_2$	$n$	$a$
标称值	24.48	24.48	128	128	330	330	0.83	0.83	23.73	23.73	1	1
测量值	24.68	24.68	122.01	124.24	340.8	336.4	0.83	0.83	22.8	23.15	0.986	1.002

### 5.1 偶联独立模式

当使用耦合独立方式工作时,系统性能如图 9 和图 10 所示.值得关注的是,存在 3 个不同的频率,可以使输入电抗消失.这些频率之一是主谐振频率( $u_0 = 1$ ),其他 2 个频率是式(24)中所述的次级谐振频率.从图 9—10 可以看出,负载功率在次级谐振频率  $u_1$  和  $u_2$  处几乎是恒定的,在这种条件下为 140 mW.但是,当耦合系数低于阈值  $k_b$ ,如式(22)中所描述的,输入电抗仅在主谐振频率处消失.考虑到电压源不是一个非常理想的电压源,实验结果与理论值保持一致.

### 5.2 负载无关的模式

当链接工作在负载独立模式时,其性能如图 11—13 所示.所考虑的情况是 VCVS(电压控制电压源),通过  $B=0$  实现.图 11 和图 12 是使用电路模拟器得到的仿真结果,分别对应无耗和有耗情况.从图 11 可以看出,负载上的电压在  $u_{b1}$  和  $u_{b2}$  处几乎相同,但是,在图 12 中可见,只有当负载值足够大时,就像

$R_{L3}, R_{L4}, R_{L5}, u_{b1}$  和  $u_{b2}$  处的输出电压才会几乎相同.实验结果如图 13 所示,与仿真结果相同.

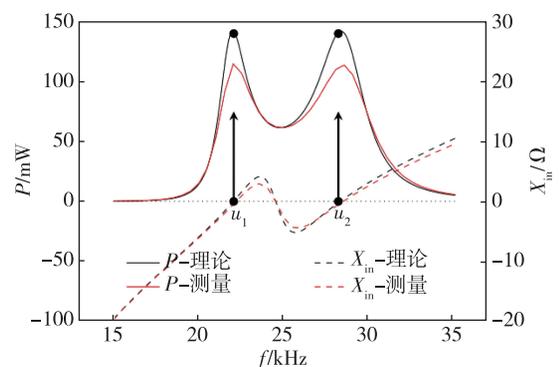


图 9 输出功率和输入电抗特性:实验数据(红色线)和理论(黑线)的对比情况.连续的线是负载功率.考虑的距离为 33 mm,对应于  $k=0.27$ .

Fig. 9 Output power and input reactance Behavior. Experimental data (red lines) vs theory (black lines). The continuous lines are the active power delivered to the load. The considered distance is 33 mm corresponding to  $k=0.27$ .

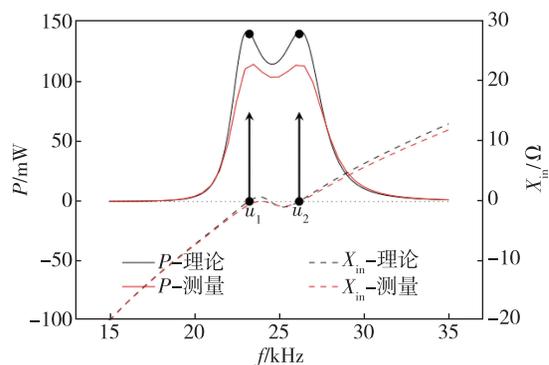
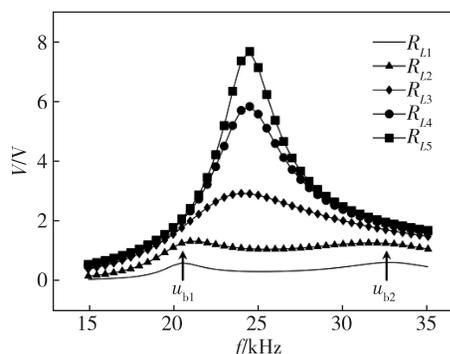
图 10 与图 9 相似, 考虑的距离为 54 mm, 对应于  $k=0.16$ .Fig. 10 As in the previous figure but for the distance 54 mm corresponding to  $k=0.16$ .

图 13 负载上电压的实验结果, 负载值与图 11 所述相同

Fig. 13 Experimental data achieved for the voltage on the load. The load values are the same as in Fig. 11.

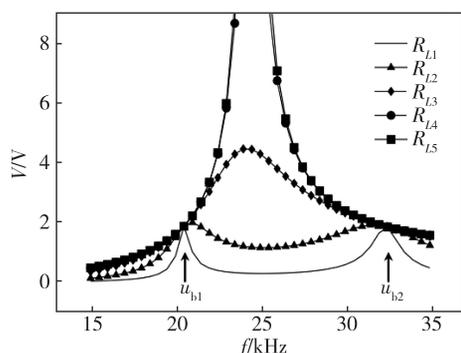


图 11 无耗情况下, 负载上电压的仿真结果.

考虑的负载值为:  $R_{L1} = 1.33 \Omega$ ,  $R_{L2} = 5.32 \Omega$ ,  
 $R_{L3} = 20.27 \Omega$ ,  $R_{L4} = 100 \Omega$ ,  $R_{L5} = 1993.7 \Omega$

Fig. 11 Circuit simulation results achieved for the voltage on the load for the lossless case. The considered load values are:  $R_{L1} = 1.33 \Omega$ ,  $R_{L2} = 5.32 \Omega$ ,  
 $R_{L3} = 20.27 \Omega$ ,  $R_{L4} = 100 \Omega$ ,  $R_{L5} = 1993.7 \Omega$ .

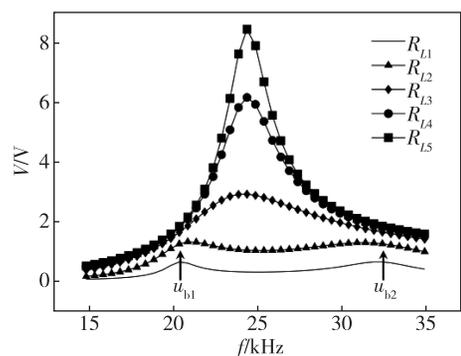


图 12 与图 11 相似, 对于有耗情况

Fig. 12 As in the previous figure but for the lossy case.

## 6 总结

本文分析了具有 2 个磁耦合谐振器的 WPT 链路 3 种不同的工作方式. 第 1 种工作方式是输出恒定的电压或电流; 第 2 种工作方式, 耦合独立并输出恒定的功率或效率, 负载上的功率和效率与耦合系数无关; 第 3 种工作方式, 实现负载独立工作并输出恒定的电压或电流. 本文讨论并提出了不同情况下的解决方案, 给出了相关的公式, 并进行了讨论分析. 最后通过实验对提出的理论进行了验证.

## 参考文献

### References

- [ 1 ] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [ J ]. Science, 2007, 317 ( 5834 ) : 83-86
- [ 2 ] Low Z N, Chinga R A, Tseng R, et al. Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 ( 5 ) : 1801-1812
- [ 3 ] Cannon B L, Hoburg J F, Stancil D D, et al. Magnetic resonant coupling as a potential means for wireless power transfer to multiple small receivers [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 ( 7 ) : 1819-1825
- [ 4 ] Sample A P, Meyer D A, Smith J R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58 ( 2 ) : 544-554
- [ 5 ] Dionigi M, Costanzo A, Mastro F, et al. Magnetic resonant wireless power transfer [ M ] // Agbinya J I. Gistrup, Denmark: Wireless Power Transfer. River Publishers, 2012: 159
- [ 6 ] Dionigi M, Mongiardo M. CAD of wireless resonant energy links (WREL) realized by coils [ C ] // IEEE MTT-S In-

- ternational Microwave Symposium digest, IEEE, 2010: 1760-1763
- [ 7 ] Dionigi M, Mongiardo M. CAD of efficient wireless power transmission systems [ C ] // 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2011: 1-4
- [ 8 ] Costanzo A, Dionigi M, Masotti M, et al. Electromagnetic energy harvesting and wireless power transmission: A unified approach [ J ]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102 ( 11 ): 1692-1711
- [ 9 ] Monti G, Arcuti P, Tarricone L. Resonant inductive link for remote powering of pacemakers [ J ]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(11): 3814-3822
- [ 10 ] Mongiardo M, Wang Q H, Che W Q, et al. Wireless power transfer between one transmitter and two receivers: Optimal analytical solution [ J ]. Wireless Power Transfer, 2016, 3(1): 63-73
- [ 11 ] Mastri F, Costanzo A, Mongiardo M. Coupling-independent wireless power transfer [ J ]. IEEE Microwave and Wireless Components letters, 2016, 26(3): 222-225
- [ 12 ] De Angelis A, Dionigi M, Carbone P, et al. 中等传输距离下的无线功率传输链路 第 1 部分: 实现工作状态最优化 [ J ]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2017, 9(1): 64-72
- De Angelis A, Dionigi M, Carbone P, et al. Medium range wireless power transfer links. Part 1: Optimal operating regimes [ J ]. Journal of Nanjing University of Information Science & Technology (Natural Science Edition), 2017, 9(1): 64-72
- [ 13 ] De Angelis A, Dionigi M, Carbone P, et al. Characterization and performance measurements of mid-range wireless power transfer links [ C ] // IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2016, DOI: 10.1109/I2MTC.2016.7520411

## Medium range wireless power transfer links. Part 2: Alternative regimes

Alessio De ANGELIS<sup>1</sup> Marco DIONIGI<sup>1</sup> Paolo CARBONE<sup>1</sup> Mauro MONGIARDO<sup>1</sup>  
CHE Wenquan<sup>2</sup> WANG Qinghua<sup>2</sup> Franco MASTRI<sup>3</sup> Giuseppina MONTI<sup>4</sup>

<sup>1</sup> DE, University of Perugia, Perugia 06123, Italy

<sup>2</sup> School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094

<sup>3</sup> DEI, School of Information Technology, University of Bologna, Bologna 40126, Italy

<sup>4</sup> DII, University of Salento, Lecce 73100, Italy

**Abstract** In this paper three different operative regimes for a resonant inductive Wireless Power Transfer link are discussed. The first operative regime provides a constant output voltage or current. The second analyzed operative regime adopts a frequency agile operative scheme and is well-suited for applications requiring a performance independent of the coupling coefficient. Finally, the third operating regime provides a load-independent output voltage or current. For all the analyzed cases the relevant equations are illustrated and discussed. Some experimental data are also reported for validation.

**Key words** wireless power transmission link; inductive coupling; alternative regimes; coupling-independent; load-independent