

射频电路期终报告

混频器建模仿真

院(系)名称: 电子信息学院

专业名称: 电波传播与天线

学生姓名: 舒高峰

学号: 2011302180396

课程教师: 王才军

二〇一四年六月

目 录

1	基本介绍	1
1.1	混频的原理与元件基础	1
1.2	设计指标与元件选择	2
2	射频输入端 —— RF 端建模	2
2.1	多项式建模	3
2.2	多项式建模的 MATLAB 实现	3
3	本振端 —— LO 端建模	4
3.1	本振信号方波近似	4
3.2	本振信号方波近似的 MATLAB 实现	5
4	非线性器件建模	6
4.1	场效应管传输特性建模	6
4.2	混频结果输出及频谱分析	8
5	中频滤波器设计	11
6	仿真分析与结论	13
6.1	存在的不足与缺陷	13
6.2	结论	14
7	附录	15
	参考文献	20

1 基本介绍

混频器是频率变换电路, 在频域中起加法器和减法器的作用. 混频器通常被用于将不同频率的信号相乘, 以便实现频率的变换. 这样做的原因在于, 要在众多密集分布、间隔很近的相邻信道中滤除特定的射频信号需要 Q 值极高的滤波器. 然而, 如果能在通信系统中将射频信号的载波频率降低, 或者说进行下变频, 则上述任务就比较容易实现.

1.1 混频的原理与元件基础

由数学中三角恒等式

$$A_1 \cos(\omega_1 t) \cdot A_2 \cos(\omega_2 t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (1)$$

可知, 两不同频率 ω_1 、 ω_2 的信号, 经过乘法器作用后, 能够得到以这两个频率为“和频”和“差频”的信号, 这为频率变换提供了数学上的理论基础.

一般的混频器如图 1 所示. 在实际电路中, 能够完成乘法作用的器件, 只能是非线性器件, 如二极管、三极管、场效应管等. 一般而言, 如果承担乘法器作用的器件, 只起乘法作用的话, 那么由公式 (1) 可知, 输出信号经带通滤波器作用后, 将会得到一个纯净的频率的信号.

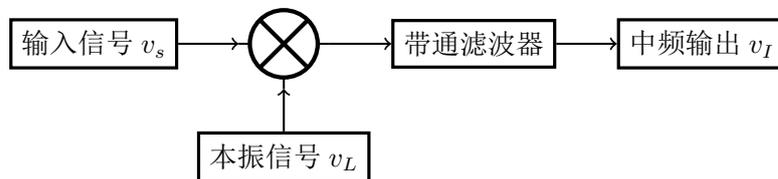


图 1: 混频器的组成方框图

实际上, 对于任何一个非线性的电路元件, 都没有绝对的乘法模型. 二极管和三极管具有指数型传输特性, 如式 (2); 而场效应管的传输特征为近似二次曲线模型, 如式 (3).

$$i_1(v) = I_0(e^{v/V_T} - 1) \quad (2)$$

$$i_2(v) = I_{DSS} \left(1 - \frac{v}{V_{TO}}\right)^2 \quad (3)$$

尽管它们不都是直接对输入信号相乘, 但在静态工作点附近, 将它们展开仍然可以得到两信号相乘的结果.

$$i_1(v) = I_0 \left(\frac{1}{V_T} v + \frac{1}{2! \cdot V_T^2} v^2 + \dots \right) \quad (4)$$

由式 (4) 可以看出, 展开后出现了 v^2 项. 一般地, 对于射频混频器而言, 输入信号 $v = v_{RF} + v_{LO}$, 此处省略了直流项, 则

$$\begin{aligned} v^2 &= (v_{RF} + v_{LO})^2 = [V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)]^2 \\ &= V_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF}t) + V_{LO}^2 \cos^2(\omega_{LO}t) \\ &\quad + 2V_{RF}V_{LO} \cos(\omega_{RF}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) \end{aligned} \quad (5)$$

由式 (5) 得到两信号的乘积项, 因此必然有这两信号的“差频”信号. 对于 (3) 式所表示的二次曲线模型的场效应管, 因其含有平方项, 因此, 该模型也可以得到我们需要的“差频”信号.

1.2 设计指标与元件选择

本文进行的混频器建模仿真是基于如表 1 前两列所示的指标:

表 1: 混频器指标

相关指标	指标值	HJK-ED14405/1
封装类型	贴片封装	贴片封装
射频频率	300 MHz	225 - 370 MHz
本振频率	278.6 MHz	195 - 340 MHz
中频输出频率	21.4 MHz	10 - 100 MHz
本振电平	≥ 13 dBm	+ 15 dBm
输入三阶互调电平	≥ 20 dbm	+ 32 dBm

根据表 1 指标, 经过一定地筛选, 我选择了 Mini-Circuits 公司出品的型号为 HJK-ED14405/1 的混频器¹, 其各项指标均达到表 1 要求, 而且频率范围适中, 该混频器的各项指标如表 1 第三列所示.

2 射频输入端 —— RF 端建模

混频器的非线性指标通常用变频压缩和交调失真来描述. 变频压缩对应于射频输入信号的函数关系开始偏离线性特征时的某一特定点. 当上述偏离达到 1 dB 时所对应的点就可作为混频器的特性参数. 与放大器类似, 交调失真与射频信号中谐波频率成分的影响有关, 谐波频率会增大失真. 理想线性输出响应与不需要的三阶交调失真响应曲线的交点是一个常用的评估参数, 它表明了混频器抑制交调失真的能力.

¹具体信息见 <http://www.minicircuits.com/MCLStore/ModelInfoDisplay?14024039525720.2821611656752776>

2.1 多项式建模

无记忆模型表示输出信号的非线性只与当前输入有关, 而与之前的信号无关, 无记忆模型适用于小信号放大的情况. 本文采用基于无记忆模型的多项式模型, 来模拟射频输入信号.

设输入的复基带信号为 $x(n)$, 输出信号为 $y(n)$, 则

$$y(n) = \sum_{k=1}^K c_k x^k(n) \quad (6)$$

c_k 为实系数, 舍去高次项, 有

$$y(n) = c_1 x + \frac{3}{4} c_3 x^3 \quad (7)$$

根据三阶互调点的定义, 设输入信号 $x = A$ 时, 1 次项曲线与 3 次项曲线相交, 交点处的就对应于三阶互调点 TOI . 于是

$$\begin{aligned} c_1 A &= -\frac{3}{4} c_3 A^3 = TOI \\ \Rightarrow c_3 &= -\frac{4}{3} \frac{c_1^3}{TOI^2} \end{aligned} \quad (8)$$

由于元件的无记忆效应, 输出信号在达到一定的值时, 将不随着输入信号的改变而改变, 即存在一饱和输出. 可通过求式 (7) 的一阶导数, 求出饱和输出的输入信号值.

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dx} = 0 &\Rightarrow c_1 + 3c_3 x_{max}^2 = 0 \\ \Rightarrow x_{max} &= \sqrt{\frac{-c_1}{3c_3}} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Rightarrow y_{max} = c_1 x_{max} + c_3 x_{max}^3 \quad (10)$$

其中 c_1 为混频器的混频增益, y_{max} 即为饱和输出值, 根据式 (8) (9) (10) 就可以对射频输入端进行建模仿真.

2.2 多项式建模的 MATLAB 实现

根据混频器 HJK-ED14405/1 的实际参数, 转换损耗的典型值为 6.6 dB, 而在输入频率在 300 MHz 附近时, 转换损耗为 6.33 dB. 由转换损耗与增益之间的关系 $c_1 = \sqrt{10^{CG/10}}$, 可求出 c_1 . 再由 $TOI = 32$ dBm, 根据式 (8) (9) (10) 即可对 RF 端进行建模. 模拟出的结果如图 2 所示.

由图中可以看出, 三阶互调点位置仿真的很好, 而 1 dB 压缩点却有点靠后, 不太符合混频器本身参数值. 原因可能是建模时未考虑 1 dB 压缩点, 故而使其相差太大. 总体来讲, 仿真结果令人满意.

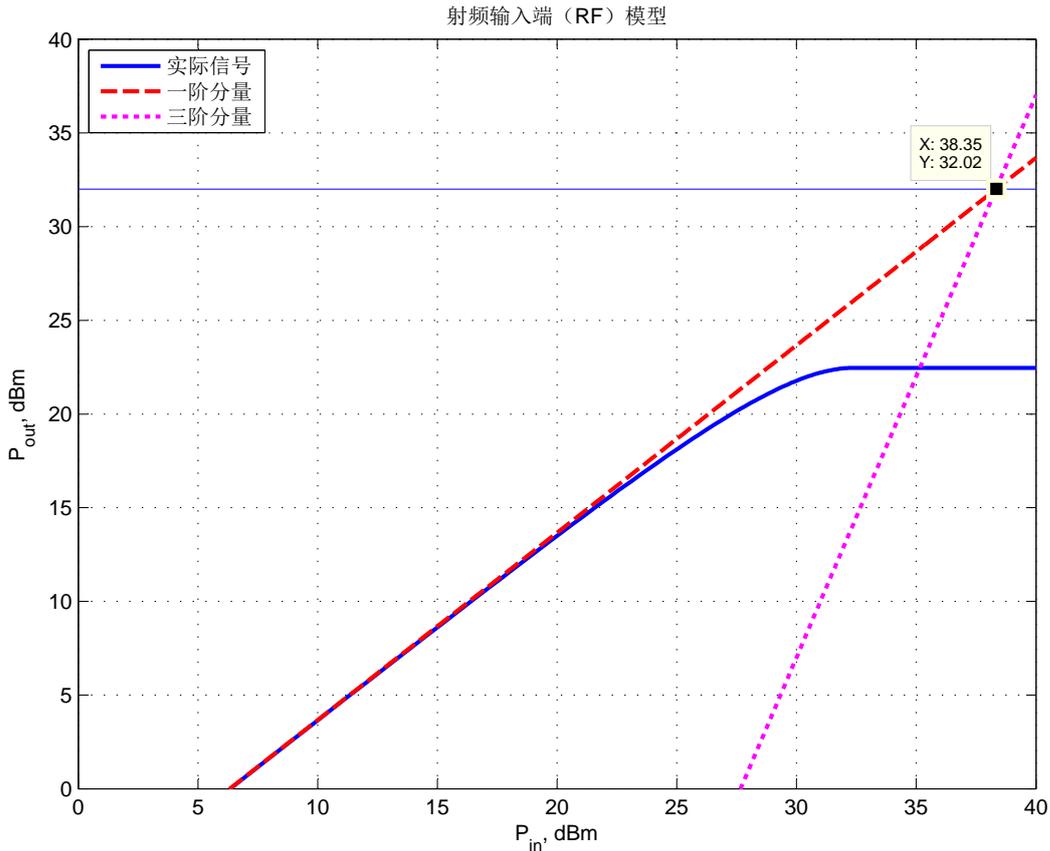


图 2: RF 端建模结果

3 本振端 —— LO 端建模

本振信号一般由振荡电路产生, 包括 RC、LC 振荡器、晶体振荡器等. 现代射频系统的载波通常会超过 1 GHz, 这就需求有能够产生稳定的、单频正弦波信号的特殊振荡器. 又由于振荡器必然要向后级电路输出功率, 所以, 随着工作频率变化的输出负载也常常扮演重要的角色. 因此, 振荡器设计非常困难. 混频器中的本振信号也是如此, 本振信号越稳定混频效果就越好, 杂波、干扰波影响就越小.

3.1 本振信号方波近似

本振工作模式通常表现为开关特性, 因而可以用方波来近似表示本振信号, 为了更符合实际元器件的特性, 本振信号产生带有 1、3、5 次谐波分量, 使得仿真结果更接近实际电路情况.

对于周期为 T , 幅度为 A 的偶对称方波, 如图 3 所示, 其一个周期内的表达式为

$$f(t) = \begin{cases} A, & 0 \leq t < \frac{T}{4} \\ -A, & \frac{T}{4} < t \leq \frac{T}{2} \end{cases} \quad (11)$$

根据傅里叶级数的定义, 可将 (11) 式按傅里叶级数展开 $f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t)$, 其系数的求解过程如下:

$$\begin{aligned}
 A_k &= \frac{4}{T} \left[\int_0^{\frac{\pi}{4}} A \cos k\omega t \, dt - \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} A \cos k\omega t \, dt \right] \\
 &= \frac{4A}{T} \left[\int_0^{\frac{\pi}{4}} \cos k\omega t \, dt - \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} \cos k\omega t \, dt \right] \\
 &= \frac{4A}{T \cdot k\omega} \left[\sin k\omega \Big|_0^{\frac{\pi}{4}} - \sin k\omega \Big|_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}} \right] \\
 &= \frac{4A}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{k\pi}{2}}{k} \\
 &= \frac{4A}{(2n+1)\pi} (-1)^n, \quad (k = 2n+1, \quad n = 0, 1, 2, \dots) \quad (12)
 \end{aligned}$$

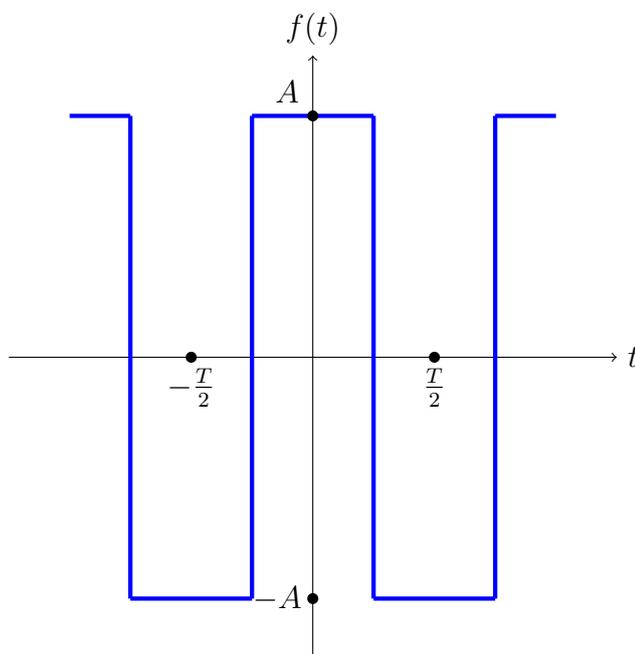


图 3: 一般的偶对称方波信号

于是, 该方波的傅里叶展开式为

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t + \dots \right) \quad (13)$$

这一结果也正好验证了方波含有许多高频分量的事实.

3.2 本振信号方波近似的 MATLAB 实现

本文所仿真的混频器设定的本振频率为 $f_{LO} = 278.6 \text{ MHz}$, HJK-ED14405/1 的本振电平为 $+15 \text{ dBm}$, 混频器的输入阻抗为 50Ω , 将本振电平换算为电压得

本振信号电压幅值为 $A_2 = 1.257 \text{ V}$. 根据本振信号频率和幅度, 截取式 (13) 前 3 项可得到

$$y_{LO}(t) = \frac{4A_2}{\pi} \left[\cos(2\pi f_{LO}t) - \frac{1}{3} \cos(6\pi f_{LO}t) + \frac{1}{5} \cos(10\pi f_{LO}t) \right] \quad (14)$$

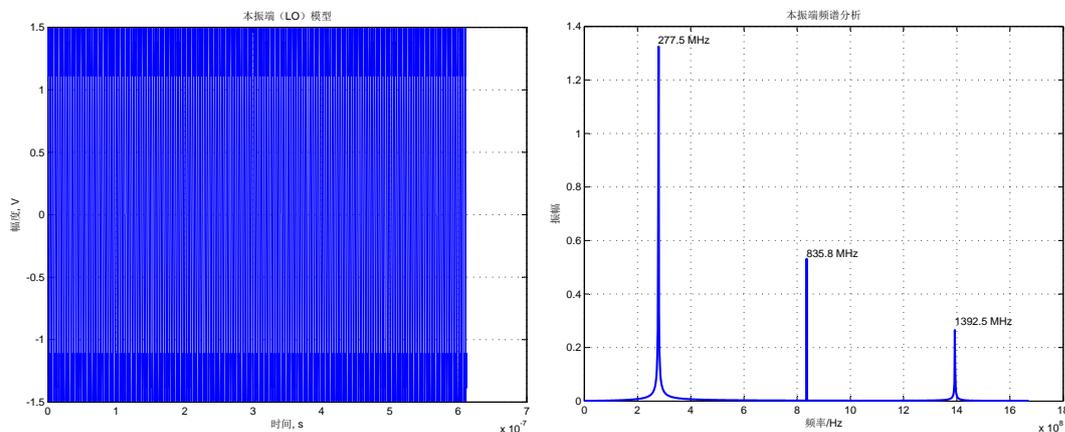


图 4: 本振端信号及其频谱图

将上式用 MATLAB 画图函数画出来, 结果如图 4 左图所示. 由于频率过高, 肉眼难以分辨, 故借助 MATLAB 将其频谱图画出, 如图 4 右图所示. 从右图中可以看出, 本振信号含有 3 个频率成分, 频率依次为 277.5 MHz、835.8 MHz、1392.5 MHz, 分别对应于 f_{LO} 、 $3f_{LO}$ 和 $5f_{LO}$, 有些许误差, 在可允许范围内.

至此, 混频器的输入端 RF 以及 LO 端建模完成, 接下来就是要将这两信号叠加, 再通过一个非线性器件的作用, 查看并分析其输出频率成分即可.

4 非线性器件建模

4.1 场效应管传输特性建模

前已述及, 能够完成非线性作用的器件有诸如二极管、三极管和场效应管等晶体管器件. 我们的目的是要通过一个非线性器件, 来实现射频信号的频率搬移. 由公式 (1) 可知, 要实现频谱的搬移, 最重要的就是要实现两信号相乘. 又根据一般非线性元器件的传输特性, 式 (2) 和式 (3) 分别给出了指数模型和二次模型, 通过将其展开, 可以得到诸如

$$\begin{aligned} v^2 &= (v_{RF} + v_{LO})^2 = [V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)]^2 \\ &= V_{RF}^2 \cos^2(\omega_{RF}t) + V_{LO}^2 \cos^2(\omega_{LO}t) + 2V_{RF}V_{LO} \cos(\omega_{RF}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) \end{aligned} \quad (15)$$

形式的信号. 该式表明, 两不同频率的信号经非线性器件作用后, 不仅得到了这两信号的乘积项, 而且得到了每个信号的平方项.

由于, $\cos^2(t) = \frac{1 + \cos(2t)}{2}$, 所以

$$v^2 = V_{RF}^2 \frac{1 + \cos(2\omega_{RF}t)}{2} + V_{LO}^2 \frac{1 + \cos(2\omega_{LO}t)}{2} + V_{RF}V_{LO}\{\cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] + \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t]\} \quad (16)$$

从上式可以看出, 输出信号的频率成分不仅含有我们需要的“差频”, 而且还有两信号的“和频”、零频和射频端与本振端的二倍频. 这些频率成分中, 大部分是我们不需要的, 所以在非线性器件末端仍然需要一中频滤波器, 将无用频率成分统统滤除, 保留有用频率分量, 这将在第 5 节中讨论.

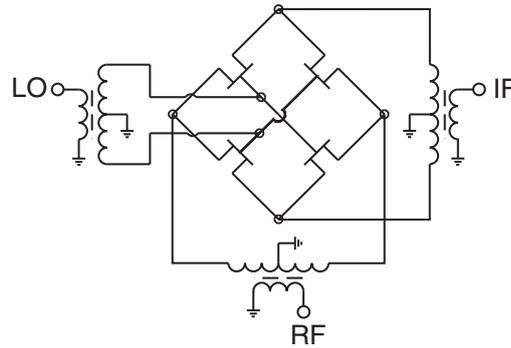


图 5: HJK-ED14405/1 混频器电路原理图

混频器 HJK-ED14405/1 的原理图如 5 所示, 本振端起开关作用, 每个时刻控制其中一对场效应管的导通与另一对场效应管的截止. 其中导通的场效应管对构成单平衡电路, 射频信号电流能按一定的方向和相位流过通过导通的场效应管到达中频输出端. 在本振信号的另外半个周期, 原来导通的场效应管对截止, 原来截止的变为导通状态, 射频信号电流又经过另外一对场效应管流向中频输出, 电流方向正好与前半个周期相反.

因为四个场效应管在任意时刻只有一对是导通的, 所以在对该部分建模时可以只考虑一个时刻两个场效应管的情况. 又因为同时导通的场效应管是对称的, 在输出端相当于只有幅度上的叠加, 并不影响频率的变化, 因此在一个时刻可以看作是一个场效应管在工作.

由式 (3) 可知, 场效应管的传输特性为平方关系, 根据该特性, 可以利用 MATLAB 进行如下仿真:

$$y = k \left(1 - \frac{y_{RF} + y_{LO}}{V_{TO}} \right)^2 \quad (17)$$

其中 k, V_{TO} 分别为饱和漏极电流和夹断电压, 由于在混频器的 Datasheet 中无法找到这些参数的值, 又这两个参数只影响输出中频信号的幅度, 而不影响中频信号的频率, 故仿真时采取一般场效应管的典型值.

4.2 混频结果输出及频谱分析

由混频器的参数可知, 本振电平典型值为 15 dBm, 即 $A_2 = 1.257 \text{ V}$. 考虑到射频信号幅度一般比本振信号幅度大, 而且两者差异又不能太大, 故设射频端幅度为 3 V, 即 $A_1 = 3 \text{ V}$. 则 RF 端输入信号为频率为 300 MHz 幅度为 3 V 的正弦波, 而 LO 端是幅度为 $A_2 = 1.257 \text{ V}$, 基波频率为 278.6 MHz 的含有 3 和 5 次谐波的近似方波. 将两者共同加入场效应管模型中, 结果如下图所示.

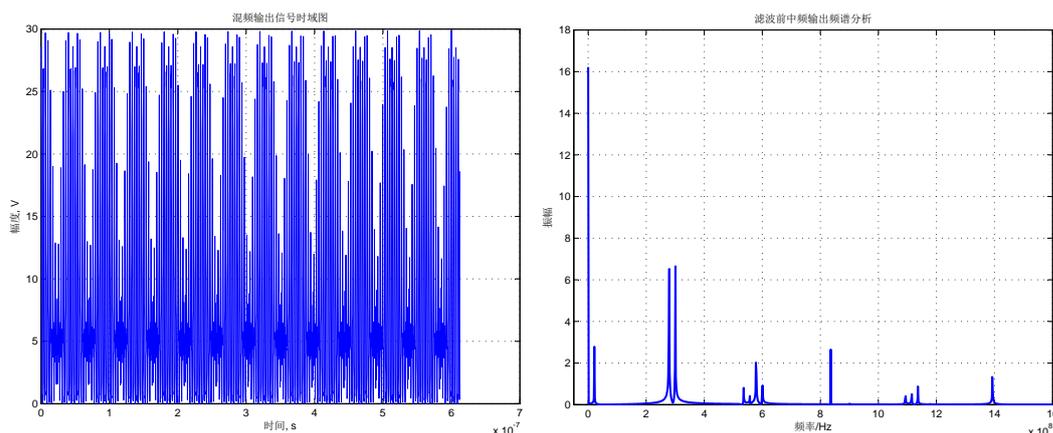


图 6: 混频后的输出信号及其频谱图

从图中可以明显地看出有一直流分量, 而且幅度最高. 其主要来源于 (16) 式中的 $\cos^2(\omega_{RF}t)$ 和 $\cos^2(\omega_{RF}t)$. 从时域图 (左图) 的外包络可以清楚地看到一个低频分量, 对应于频谱图零频附近的一个频率, 即我们需要的中频 $f_{IF} = 21.4 \text{ MHz}$. 因此, 混频器的建模至此是成功的.

然而, 输出端频率分量过多, 需要后级滤波器对信号进行滤波, 这里先讨论各频率分量的来源. 由式 (15)、(16) 与式 (17) 可知,

$$\begin{aligned}
 y &= \frac{k}{V_{TO}^2} [V_{TO} - (y_{RF} + y_{LO})]^2 \\
 &= C \cdot [V_{TO}^2 - 2V_{TO}(y_{RF} + y_{LO}) + (y_{RF} + y_{LO})^2] \quad (C = \frac{k}{V_{TO}^2}) \\
 &= CV_{TO}^2 - 2CV_{TO} \cdot [V_{RF} \cos(\omega_{RF}t) + V_{LO} \cos(\omega_{LO}t)] \\
 &\quad + C \cdot (y_{RF} + y_{LO})^2
 \end{aligned} \tag{18}$$

从上式可以看出, 输出端含有零频即直流分量, 基频 f_{RF} 和 f_{LO} . 注意到, 本振端信号实际上包含 3 个频率分量 $f_{LO}, 3f_{LO}, 5f_{LO}$, 因此, 输出频率应该也含有这些频率成分. 为方便起见, 以下推导均用 ω_{LO} 代表 $2\pi f_{LO}, 6\pi f_{LO}, 10\pi f_{LO}$ 这三个频率成分.

现在讨论上式第 3 项, 略去常数项, 由 (16) 式有

$$(y_{RF} + y_{LO})^2 = V_{RF}^2 \frac{1 + \cos(2\omega_{RF}t)}{2} + V_{LO}^2 \frac{1 + \cos(2\omega_{LO}t)}{2} + V_{RF}V_{LO}\{\cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t] + \cos[(\omega_{RF} + \omega_{LO})t]\} \quad (19)$$

从此式可以看出, 输出信号中还应含有原射频信号与本振信号的 2 倍频, 即 $2f_{RF}, 2f_{LO}, 6f_{LO}, 10f_{LO}$. 由后项可以看出, 还应含有 $f_{RF} - f_{LO}$ (我们需要的中频成分), $f_{RF} + f_{LO}, |3f_{LO} \pm f_{RF}|, |5f_{LO} \pm f_{RF}|, |3f_{LO} \pm f_{LO}|, |5f_{LO} \pm f_{LO}|, |5f_{LO} \pm 3f_{LO}|$. 理论上, 这就是输出信号的所有频率成分.

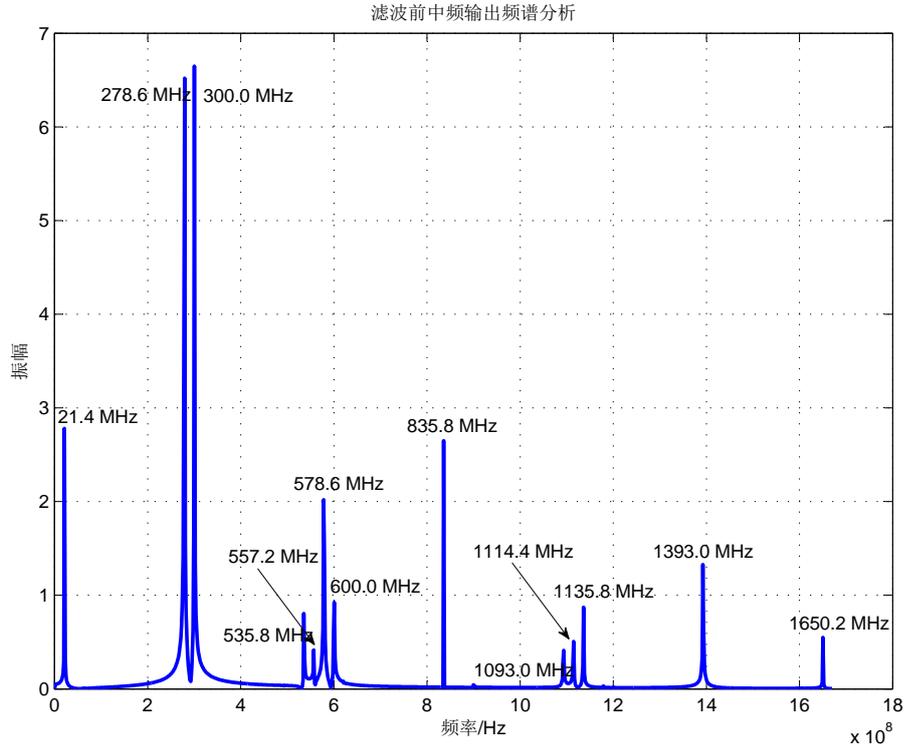


图 7: 混频输出的频谱图 (去直流后)

为分析方便, 现将直流分量直接去掉, 并标上其他所有频率成分的频率, 如图 7 所示. 通过计算发现, 图中各频率与 f_{RF} 和 f_{LO} 之间的关系如表 2 所示.

表 2: 图 7 中各频率来源 (单位为: MHz)

频率	来源	频率	来源	频率	来源	频率	来源
21.4	$f_{RF} - f_{LO}$	278.6	f_{LO}	300.0	f_{RF}	535.8	$3f_{LO} - f_{RF}$
557.2	$2f_{LO}$	578.6	$f_{RF} + f_{LO}$	600.0	$2f_{RF}$	835.8	$3f_{LO}$
1093.0	$5f_{LO} - f_{RF}$	1114.4	$4f_{LO}$	1135.8	$3f_{LO} + f_{RF}$	1393.0	$5f_{LO}$
1650.2	$f_s - 5f_{LO} - f_{RF}$						

我发现, 表 2 中, 除最后一行外, 其他各行频率成分均能对应于以上分析的各

个频率. 而最后一行的频率成分并没有与之对应的频率, 那么该频率是如何产生的呢?

注意到, 我使用 MATLAB 中的 FFT 函数做频谱分析, 对于数字信号处理来说, 采样频率是一个重要的概念. 抽样定理告诉我们, 只有当采样频率大于最高频率的两倍, 才能完整地恢复原始信号, 否则将产生频谱混叠. 仿真的过程中, 为了能清晰地显示出本振信号中的 $5f_{LO}$, 我使用的采样频率为 $f_s = 12f_{LO}$. 在上述分析中, 频率成分为 $6f_{LO}, 10f_{LO}, 5f_{LO} + f_{RF}$ 均不能满足抽样定理的条件, 因此这些频率将产生频率混叠, 1650.2 MHz 的频率成分就是由频率为 $5f_{LO} + f_{RF}$ 产生混叠后产生的.

若输入信号是一个多频率信号, 比如 $y_{RF} = V_{RF}[\cos(2\pi \cdot 300 \times 10^6 t) + \cos(2\pi \cdot 250 \times 10^6 t)]$, 则输出信号频率成分必然增加不少. 记 $f_{ex} = 250$ MHz, 则理论上输出频率应包含如下频率成分 (单位均为 MHz):

$$\begin{aligned} f_{LO} - f_{ex} &= 28.6, & f_{RF} - f_{ex} &= 50.0, & f_{ex} &= 250.0, & 2f_{ex} &= 500.0 \\ f_{LO} + f_{ex} &= 528.6, & f_{RF} + f_{ex} &= 550.0, & 3f_{LO} + f_{ex} &= 1085.8 \\ & & & & 5f_{LO} - f_{ex} &= 1143.0, & 5f_{LO} + f_{ex} &= 1643.0 \end{aligned}$$

而仿真结果如下图所示, 图中标出的频率, 正好印证了上述分析.

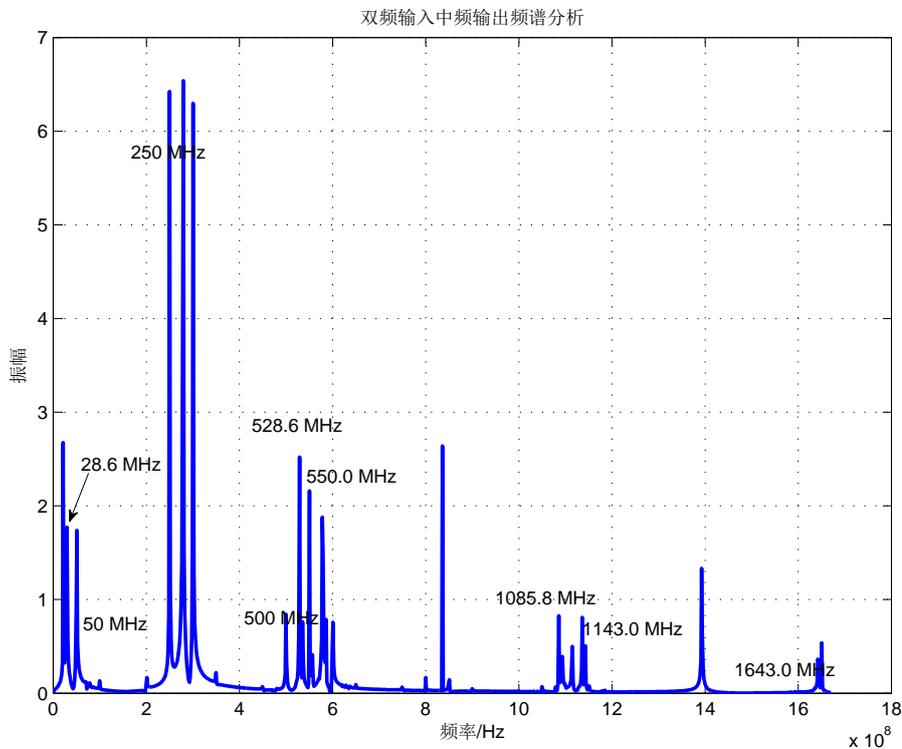


图 8: 双频率输入, 输出频谱图

5 中频滤波器设计

由前面分析, 我们知道, 中频输出端输出的是一个含有多次谐波以及交调失真比较严重的波形. 为了得到我们所需要的中频信号, 需在混频器后级接入一带通滤波器. 因为我们需要的中频信号为 21.4 MHz 是所有频率成分中最小的一个, 其次为 $f_{LO} = 278.6$ MHz. 因此, 我们只需要设计一个低通滤波器, 将高于中频的信号全部滤除, 则剩下的就是有用的中频信号.

现采用简单的 LC 滤波器对原信号进行滤波. 滤波器通带内必须包含 21.4 MHz, 设定通带截止频率为 30 MHz, 衰减 3 dB; 阻带频率为 50 MHz, 衰减 30 dB, 可以采用切比雪夫 I 型低通原型滤波器进行设计.

在 MATLAB 中键入 `cheb1ord(30e6*2*pi, 50e6*2*pi, 3, 30, 's')` 得到滤波器的阶数为 4, 查阅相关资料可知, 4 阶切比雪夫低通原型参数依次为 3.4389, 0.7483, 4.3471, 0.5920, 5.8095.

低通原型滤波器通过适当的阻抗及频率变换就可以得到所需要的实际滤波器, 包括低通、高通、带通、带阻滤波器. 若一个实际滤波器的源阻抗为 R_G 和要求的截止频率为 ω_c , 则低通原型滤波器的元件参数可以理解为对于 R_G 和 ω_c 的归一化. 反过来, 通过原型滤波器转换后的实际低通滤波器的元件参数实际值为:

$$\tilde{L} = \frac{L \cdot R_G}{\omega_c}, \quad \tilde{C} = \frac{C}{\omega_c \cdot R_G} \quad (20)$$

其中 L 、 C 为原型低通滤波器中 g_k 的值, \tilde{L} 、 \tilde{C} 为定标转换后的实际值.

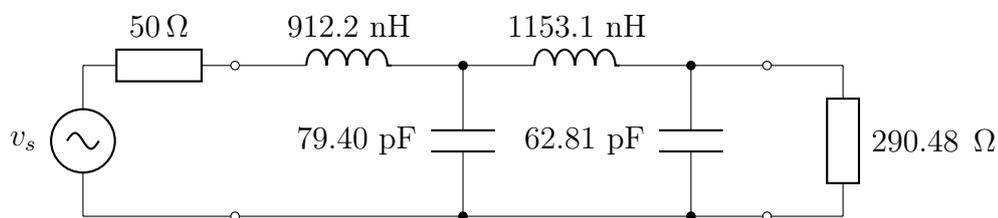


图 9: 实际滤波器

如图 9 所示为定标转换后的实际低通滤波器. 为观察其特性, 画出其衰减曲线, 如图 10 所示. 从图中很明显可以看到, 在频率为 30 MHz 时, 衰减为 3 dB; 在频率为 50 MHz 附近, 衰减超过了 30 dB. 因而, 该滤波器的特性符合我们的设计要求.

由信号与系统相关知识知, 两系统级联相当于将各自信号在时域做卷积, 即在频域做乘积. 为此, 该滤波器要能够作用于我们的中频输出端, 需求出该滤波器频域传输函数, 再与中频输出信号做乘积, 即对中频信号进行了滤波. 设混频器输出信号频率表示为 $Y(\omega)$, 该低通滤波器的传输相应为 $H(\omega)$, 则滤波器作用后的中频输出信号频谱为

$$Y_{IF}(\omega) = H(\omega) \cdot Y(\omega) \quad (21)$$

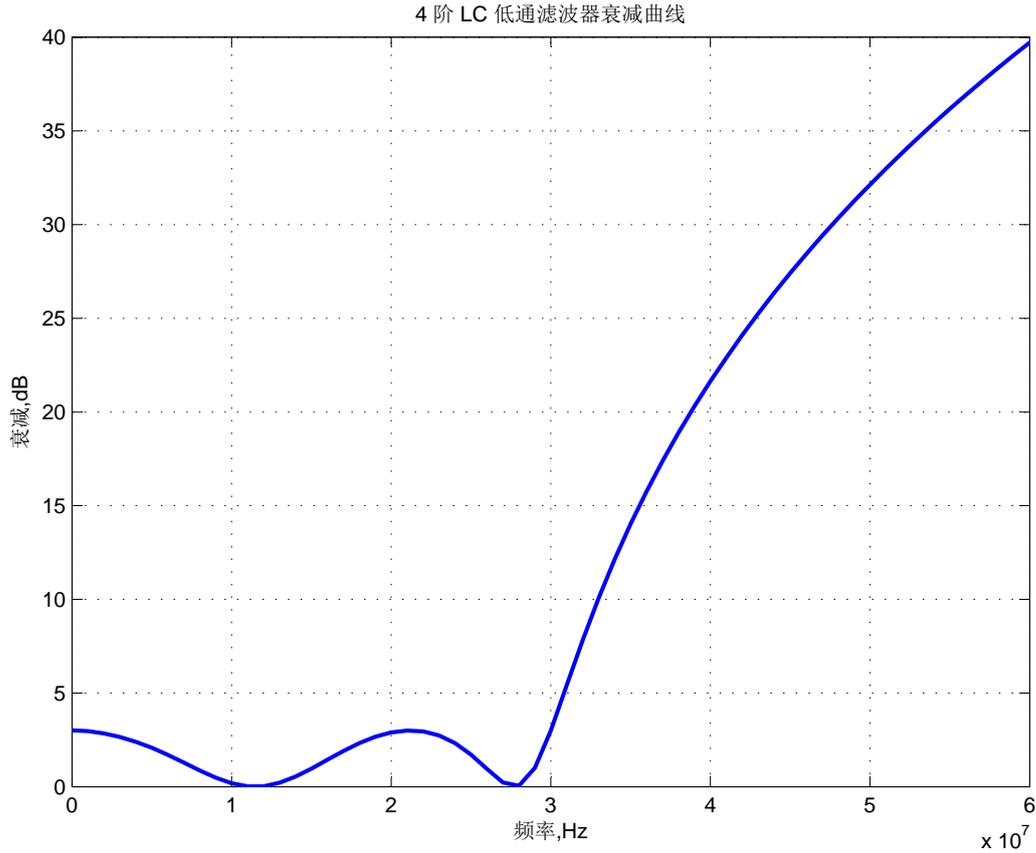


图 10: 滤波器衰减曲线

$Y_{IF}(\omega)$ 的图像如图 11 所示.

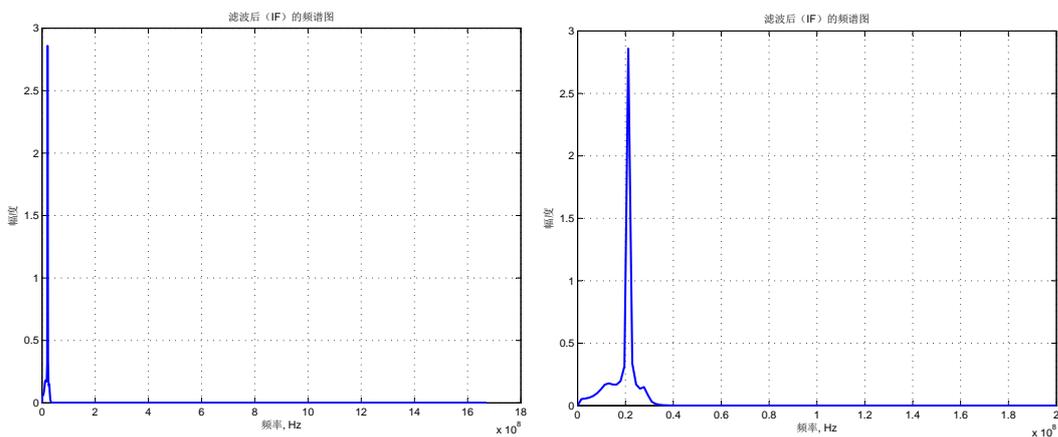


图 11: 经过滤波后的中频输出 (右图为放大图)

一般而言, 再对 $Y_{IF}(\omega)$ 作傅里叶逆变换, 就能得到我们需要的时域中频信号. 如图 12 所示.

从图中看出, 中频输出仍然有一些失真, 这是由于我设计的滤波器通带内有 3 dB 的波纹导致的. 在中频附近, 不同频点的衰减不一样, 故而在进行傅里叶逆变换

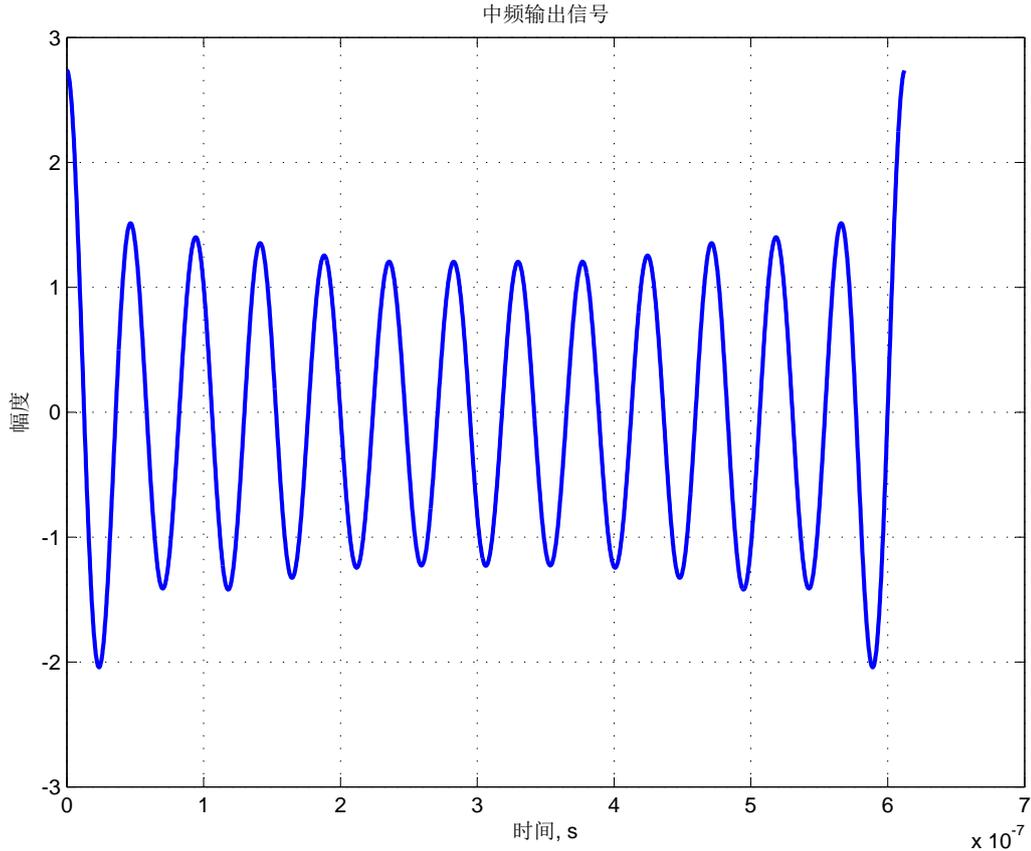


图 12: 最终从滤波器输出的时域信号

转换成时域信号时, 波形上有一定的失真.

6 仿真分析与结论

至此, 仿真过程已全部结束. 整个仿真过程可以概括为: 射频输入端多项式模型仿真, 本振输入端方波模型仿真, 混频部分场效应管模型仿真以及中频滤波器的设计.

6.1 存在的不足与缺陷

仿真结束后, 经过深入地思考, 我认为本文所述的混频器建模有如下缺陷与不足:

1. 射频输入端建模时输入信号采用的是理想的线性频率, 在进行混频时, 改为一频率为 300 MHz 的余弦信号, 输出信号不能随着输入信号作线性变化. 在幅度变大时, 失真很严重, 并且在幅度选择上, 没有找到相关依据.
2. 场效应管混频器建模时, 所选择的混频器是否等效为一个场效应管有待进一步考证. 另外, 混频器模型中的常数 k , V_{TO} 的选择没有根据, 需要查阅更多资

料.

3. 在滤波器的设计中, 为了方便, 我直接去掉了直流信号, 这样直接设计一个低通滤波器即可. 实际电路中, 可能需要设计一个只包含中频频点的带通滤波器, 或者使用其他去直流的方法.
4. 本文所有分析过程均是在理想状态下实现的, 实际情况远远比这要糟糕得多. 任何实际元器件都会受到外界环境 (比如温度、电力系统、人为干扰) 的干扰以及自身的非理想性 (热噪声、散粒噪声等) 而产生. 受限于对噪声理论的不熟悉, 我并没有对噪声进行模拟仿真.

6.2 结论

经过以上分析, 我得出以下结论:

本文所建模仿真的混频器在不考虑噪声影响下, 频率分析上是合理的. 考虑到, 一般的热噪声不会随频率变化而变化. 因此, 在有噪声的情况下, 本文所做分析也应该是合理可行的.

但是在幅度问题上, 由于很多参数的选择没有依据, 因此不具备参考价值.

7 附录

RF 端建模 MATLAB 实现:

```
% RF 端建模
c1=-6.33;toi=32;          % 单位为 dbm
c1=sqrt(10.^(c1/10));    % 10log(p)=6.6
toi=sqrt(50*1e-3*10.^(toi/10)); % 单位为 v

c3=-4*c1.^3/(3*toi.^2);
x_max=sqrt(-c1/(3*c3));
y_max=c1*x_max+c3*x_max.^3;

x=0:0.1:100;y=x;
y=c1*x+c3*x.^3;        % RF 端多项式模型
l=length(find(x<x_max));
y(:,l:end)=y_max;

x1=x;y1=c1*x1;        % 一阶模型
x2=x;y2=-3*c3*x2.^3/4; % 三阶模型
x1=10*log10(x1.^2/50e-3);y1=10*log10(y1.^2/50e-3);
x2=10*log10(x2.^2/50e-3);y2=10*log10(y2.^2/50e-3);

x0=10*log10(x.^2/50e-3);y0=10*log10(y.^2/50e-3);

figure(1);
plot(x0,y0,'-b','LineWidth',2);hold on;
plot(x1,y1,'--r','LineWidth',2);
plot(x2,y2,':m','LineWidth',2);
line([0,40],[32,32]);grid;

title('射频输入端 (RF) 模型');
xlabel('P_{in}, dBm');ylabel('P_{out}, dBm');
legend('实际信号','一阶分量','三阶分量','Location','NorthWest')
axis([0,40,0,40]);
```

LO 端 MATLAB 实现及频谱分析:

```
% LO 建模
fs=12*278.6e6;N=2048; % 采样频率和数据点数
n=0:N-1;t=n/fs; % 时间序列

A2=1.257;f_LO=278.6e6; % 本振信号幅度
y_LO=(4*A2/pi)*(cos(2*pi*f_LO*t)-1/3*cos(2*pi*3*f_LO*t)...
+1/5*cos(2*pi*5*f_LO*t)); % 本振信号模型

figure(1);
plot(t,y_LO);title('本振端 (LO) 模型');grid;
xlabel('时间, s');ylabel('幅度, V');

% 本振信号频谱分析
y=y_LO;
Y=fft(y,N); % 对信号进行快速 Fourier 变换
mag=abs(Y)*2/N; % 求得 Fourier 变换后的振幅
f=n*fs/N; % 频率序列

figure(2);
plot(f(1:N/2),mag(1:N/2),'b','linewidth',2);% 绘出随频率变化的振幅
grid on;
title('本振端频谱分析');
xlabel('频率/Hz');ylabel('振幅');
text(f(171),1.35,'277.5 MHz');text(f(513),0.55,'835.8 MHz');
text(f(854),0.3,'1392.5 MHz');
```

非线性器件建模以及混频输出频谱分析:

```
%% RF 端建模
c1=-6.33;toi=32;          % 单位为 dbm
c1=sqrt(10.^(c1/10));    %10log(p)=6.6
toi=sqrt(50*1e-3*10.^(toi/10)); % 单位为 v
c3=-4*c1.^3/(3*toi.^2);
x_max=sqrt(-c1/(3*c3));
y_max=c1*x_max+c3*x_max.^3;

A1=3; % A1 为射频端的信号幅度
f_RF=300e6;
fs=12*278.6e6;N=2048; % 采样频率和数据点数
n=0:N-1;t=n/fs; % 时间序列
x=A1*cos(2*pi*f_RF*t);y=x;

y=c1*x+c3*x.^3; % RF 端多项式模型
l=length(find(x<x_max));
y(:,1:end)=y_max;y_RF=y;

%% LO 建模
A2=1.257;f_LO=278.6e6; % 本振信号幅度为 15 dbm, 即 A2=1.257。
y_LO=(4*A2/pi)*(cos(2*pi*f_LO*t)-1/3*cos(2*pi*3*f_LO*t)...
    +1/5*cos(2*pi*5*f_LO*t)); % 本振信号模型

%% 非线性器件模拟
k=5;vto=-2;
y=k*(1-(y_RF+y_LO)/vto).^2; % MESFET 二次传输特性模型

figure(1);
plot(t,y);title('混频输出信号时域图');grid on;
xlabel('时间, s');ylabel('幅度, V');

%% fft 频谱分析
y=y-mean(y); % 去直流分量
Y=fft(y,N); % 对信号进行快速 Fourier 变换
mag=abs(Y)*2/N; % 求得 Fourier 变换后的振幅
f=n*fs/N; % 频率序列

figure(2);
plot(f(1:N/2),mag(1:N/2),'b','linewidth',2);grid on;
title('滤波前中频输出频谱分析');
xlabel('频率/Hz');ylabel('振幅');
```

滤波器的设计以及傅里叶逆变换:

```
%% 中频滤波器的设计
fs=12*278.6e6;N=2048; % 采样频率和数据点数
n=0:N-1;t=n/fs;f=n*fs/N;
w=2*pi*f;w(1)=1e-9; % w(1)原本为 0, 作分母时将导致阻抗无穷大...
% 故将其改为一个很小的数。
wc=2*pi*30e6; % 截止频率 30 MHz
RG=50;RL=290.48; % 滤波器源阻抗和负载阻抗

g=[3.4389,0.7483,4.3471,0.5920,5.8095]; % 四阶低通原型滤波器参数
R=zeros(1,4);
Z=zeros(4,length(w));
for i=1:2:3 % 定标转换
    R(i)=(g(i)*RG)./wc;
    R(i+1)=g(i+1)./(wc*RG);
end
for i=1:2:3 % 实际阻抗
    Z(i,:)=R(i)*w*1j;
    Z(i+1,:)=1./(w*R(i+1)*1j);
end
Zin=RL;
for k=4:-2:2 % 输入阻抗
    Zin=Zin.*Z(k,:)./(Z(k,:)+Zin)+Z(k-1,:);
end
Gamma=(Zin-RG)./(Zin+RG); % 反射系数
P=-10*log10(1-power(abs(Gamma),2));

figure(1);
plot(w/2/pi,P,'-b','linewidth',2);grid on;
title('4 阶 LC 低通滤波器衰减曲线');
axis([0e6 60e6,0 40]);
xlabel('频率, Hz');ylabel('衰减, dB');

H=1;
for k=4:-2:2 % 传输函数的求解
    R1=RL.*Z(k,:)./(RL+Z(k,:));
    H=H.*R1./(R1+Z(k-1,:));
    RL=(R1+Z(k-1,:));
end
H=abs(H);
mag_IF=H.*mag; % mag 为原信号的频域表达式

figure(2);
plot(f(1:N/2),mag_IF(1:N/2),'-b','linewidth',2);grid on;
title('滤波后 (IF) 的频谱图');
xlabel('频率, Hz');ylabel('幅度');
```

```
axis([0e6 200e6,0 3]);  
%% Fourier 逆变换求出时域图  
y_IF=ifft(mag_IF*N/2,N);  
y_IF=real(y_IF);  
  
figure(3);  
plot(t,y_IF,'b','linewidth',2);grid on;  
title('中频输出信号');  
xlabel('时间, s');ylabel('幅度');
```

参考文献

- [1] [美] Sanjit K. Mitra, 余翔宇译. 数字信号处理 [M]. 第四版. 北京: 电子工业出版社, 2012.
- [2] [美] R. Ludwig and P. Bretchko, 王子宇等译. 射频电路设计——理论与应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [3] 陈章友. 射频电路 [M]. 讲义. 武汉: 武汉大学, 2012.
- [4] 陈邦媛. 射频通信电路 [M]. 北京: 科学出版社, 2012.
- [5] 董尚斌, 代永红, 金伟正, 王晓艳. 电子线路 (II) [M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.
- [6] 郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统引论 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.