

无线电

短波收音机测试

王根发 編 著



人 民 邮 电 出 版 社

无綫电短波收音机測試

王 根 发 編 著

人 民 郵 電 出 版 社

內 容 提 要

本书介绍无线专业通信用短波收音机的测试,内容包括:一般专用收音机的经常测试项目(即各主要指标)的定义,各指标的具体测试方法和一般性能要求,测试工作应注意的事项以及一些常用测试仪器的性能规格。在附录中还简明地介绍了几种可以自己制作的专用仪表。

无线电短波收音机测试

編著者: 王 根 发
出版者: 人 民 邮 电 出 版 社
北京东四六条19号
(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)
印刷者: 北 京 市 印 刷 一 厂
发行者: 新 华 书 店 北 京 发 行 所
經售者: 各 地 新 华 书 店

开本 787×1092 1/32 1966 年 6 月北京第一版
印张 3 12/32 页数 54 1966 年 6 月北京第一次印刷
印刷字数 76,000 字 印数 1-6,000 册

統一书号: 15045·总1568—无461

定价: (科 4) 0.36 元

目 录

一、引言	1
二、无线电收音机的一般测试项目	2
三、测试方法和一般性能要求	26
四、测试工作一般应注意事项	77
五、对常用测试仪器主要性能的要求	81
附录 1. 若干测试专用仪器的介绍	90
附录 2. 本书中所采用的一些文字符号	103

一、引 言

加强对机綫设备的經常维护工作是无綫电收信台的主要生产任务之一，其目的是保証各收信机和其它设备能很好地工作。对设备的测试可以鑑定其性能是否良好，并根据测试的结果，发现问题，解决问题。为了不断改进和提高現有机綫设备的性能，对设备的测试亦是很必要的。

对收信机进行测试，不仅在无綫电收信台为加强设备维护，以保証电路暢通方面所必需，同样在工厂制造单位，为檢驗每一部收信机出厂时的性能质量状况，是否符合工厂生产預定的技术要求來說也是必要的。

收信机的具体测试項目，一般按不同程式、不同等級、不同用途的收信机，可以有不同的具体内容。下面打算从（1）可接收普通調幅电话信号和等幅电报信号的短波通信专用收信单机（如430型），（2）专用于接收移频电报信号的分集式移频收信机（如808型），（3）用于接收单边带信号的单边带收信机等三种不同程式的收信机来分別介紹。

进行收信机测试，除需要确定对收信机要进行哪些测试項目外，还涉及到要应用哪些仪器、具体测试操作方法和性能要求等方面一些問題。下面即从“无綫电收信机的一般测试項目”“测试操作方法和一般性能要求”“测试工作一般应注意事項”和“对常用测试仪器主要性能要求”四部分来介紹。最后，对在上述测试操作中提及的部分仪器作一些重点介紹。

二、无綫电收音机的一般測試項目

单收音机（如 430 型）的一般測試項目有：

2.1 灵 敏 度

所謂无綫电收音机的灵敏度是指无綫电收音机接收微弱信号的能力。

通常收音机的灵敏度在数量上是用当輸出給終端机件（如耳机、揚声器等）一标准功率时在天綫中所需的电动势 E_A 来表示^①。为了比較同一类型的各种收音机以及不同类型的各种收音机的灵敏度，必須在同一条件下測量它們的灵敏度。为此，測量接收調幅信号的灵敏度时規定标准調制頻率 $F=400$ 赫，标准調制系数 $m=0.3$ 。这样的調制叫做标准調制。

标准調制頻率 $F=400$ 赫是根据这样几个理由来选择的：如果調制頻率較高，而收音机的通頻帶又較窄时，那末調制后頻譜将不能完全通过收音机的各諧振电路，于是收音机的調諧将影响到两边頻。在調制頻率較低的情况下，又由于人的听觉对低頻的响应較差，所以也难于測量。

至于所以选择标准調制系数 $m=0.3$ ，是因为如果选用 $m < 0.3$ ，这时由于噪声、交流声等相对影响較大，难于进行測量。如果选用 $m > 0.3$ 也是不合适的，因为收音机中的非直綫性失真会增加。

标准調制頻率、标准調制系数加上等效天綫的参数，确定

① 如用机內天綫，例如磁性天綫时，則用此时所需的电磁場强度微伏/米或毫伏/米来表示。

了測試灵敏度时收信机輸入端的条件。同时，还必须确定測量灵敏度时收信机輸出端的条件。因此又規定了下面的一些定义。

收信机的低頻放大器的額定功率是指当收信机的非綫性失真系数 $k_{fN}=10\%$ 时的輸出功率。进行收信机主要測試时收信机輸出功率的数值称为被接收信号的标准功率。标准功率通常选择为額定功率的 $\frac{1}{10}$ 。这样一来，当在标准調制系数 $m=0.3$ 时收信机能达到标准功率的話，那么在調制系数 $m=0.3 \times \sqrt{10} = 0.95 \approx 1$ 时，即在百分之百調制时，收信机将正好达到額定功率（即在給定的非綫性失真度下的最大可能輸出的功率）。

根据上述，可认为收信机接收調幅信号的灵敏度在数量上来讲，是指在标准調制的情況下（ $F=400$ 赫， $m=0.3$ ），为了获得标准輸出功率而在等效天綫上所需的电动势的数值。此电动势的数值 E_{Tx} 愈小，收信机的灵敏度愈高。

实际上，只有当收信机輸出端的信号电平比内部噪声电平高几倍时，高的灵敏度才有实际的价值。对不同的通信方式、通信业务，收信机輸出端的信号噪声比各有不同的要求。因此我們叫上述的灵敏度为“絕對灵敏度”，而考虑到信噪比的叫“实际灵敏度”或“相对灵敏度”。这实际灵敏度是指：当輸出端得到标准功率，而且保証額定的信噪比以上时，天綫中所需的最低的电动势。

測量接收等幅信号的灵敏度时，高頻信号发生器就不須加低頻調制，但收信机須加上差拍振蕩。接收等幅信号的实际灵敏度，是指天綫中等幅信号电动势小到何等程度时，而从收信机輸出端还能够得到規定的輸出功率和信号噪声比的一种接收能力。

2.2 噪声系数

收信机的灵敏度与其总放大系数有关。但是如果只考虑到增大收信机的放大能力，若信号和噪声几乎以同样的比例增大，则收信机输出端的信号噪声比亦必然得不到改善。因此，还要考虑噪声。在接收无线电信号时，如果在附近没有频率高于 15 兆赫的工业干扰源，特别是用定向天线接收时，则接收信号所必需的最小电场强度主要是由收信机设备的内部噪声电平来决定的。

收信机内部噪声主要有三种：交流声、感应噪声和起伏噪声。交流声是由供电电源所引起的；感应噪声是由收信设备各交流电路间电或磁的耦合所引起的。它们都可以采取在供电电源部分加滤波电路、屏蔽等方法来加以减弱。比较不容易处理的还是在天线、收信机电路的零件或电子管本身所产生的起伏噪声^①。这些噪声虽然是极微弱的，但是经过放大以后，也会在收信机输出端产生较大的噪声电压。尤其是天线和收信机第一级的噪声，因为要被以后各级连续放大，所以特别重要。

收信机输入端的信号和噪声一同被放大电路所放大。如果收信机本身无噪声的话，在收信机输出端信号和噪声功率的比例就和输入端的比例一样。但实际上，由于收信机本身有内部噪声，因之在收信机输出端的信噪比就比在输入端原有的信噪比小。如果收信机的内部噪声大，那末加入的噪声就大，输出端信噪比降低得就多；如果收信机的内部噪声小，降低得就较少。可见收信机输入端和输出端信噪比的改变表征了收信机本身噪声的大小。

① 在电阻器及导线中是由于其中电子的热运动引起的所谓热噪声，而电子管中则是由散粒效应所引起的。

在实际收信机的綫性部分，收信机輸入端的信噪比(功率)与它的輸出端的信噪比(功率)的比值称为噪声系数。用公式表示则为：

$$F = \frac{\left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sr}}{\left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sch}} = \frac{N_{sr}}{N_{sch}}$$

式中： F ——噪声系数；

$N_{sr} = \left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sr}$ ——是收信机輸入端的信噪比(功率)；

$N_{sch} = \left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sch}$ ——是收信机輸出端的信噪比(功率)。

一般收信机的噪声系数是大于1的；无噪声(理想)的收信机 $F=1$ ，但实际上是没有的。

为使用方便起见，可把上述表达式加以改变，

$$F = \frac{\left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sr}}{\left(\frac{P_{\Sigma}}{P_s}\right)_{sch}} = \frac{P_{\Sigma, sD, sr}}{P_{s, sD, sr}} \cdot \frac{P_{s, sD, sch}}{P_{\Sigma, sD, sch}} = \frac{P_{s, sD, sch}}{P_{s, sD, sr} \cdot K} =$$

$$\frac{P_s}{P_{s, sD, sr}} = \frac{P_{s, sD, sr} + P'_s}{P_{s, sD, sr}} = 1 + \frac{P'_s}{P_{s, sD, sr}}$$

式中 $P_{\Sigma, sD, sr}$ 、 $P_{s, sD, sr}$ 分别为信号源的最大輸出(对被测收信机讲则是輸入)信号功率和噪声功率；

$P_{\Sigma, sD, sch}$ 、 $P_{s, sD, sch}$ 分别为被测收信机的最大輸出信号功率和噪声功率；

$K = \frac{P_{\Sigma, sD, sch}}{P_{s, sD, sr}}$ 是最大功率传输系数(或放大系数)；

$P_s = \frac{P_{s, sD, sch}}{K}$ 是被测收信机最大輸出噪声功率换算到輸入端的数值，一部分是信号源原有的噪声功率 $P_{s, sD, sr}$ ，另部分

是收信机本身的噪声功率 P'_s 。

噪声系数亦可用下式换算为分贝进行计算：

$$F_{(db)} = 10 \log F$$

噪声系数与灵敏度之间的关系可求得如下：

$$F = \frac{\left(\frac{P_s}{P'_s}\right)_{sr}}{\left(\frac{P_s}{P'_s}\right)_{sch}} = \frac{\left(\frac{E_{Tx}^2}{4R} / \frac{4kT_0hRB}{4R}\right)}{N_0} = \frac{\left(\frac{E_{Tx}}{\frac{1}{8}\sqrt{RB}}\right)^2}{N_0}$$

$$\text{于是 } E_{Tx} = \frac{1}{8} \sqrt{R \cdot B \cdot F \cdot N_0}$$

式中 E_{Tx} ——天綫中信号电动势，即灵敏度，单位微伏；

R ——收信机輸入阻抗，单位千欧姆；

h ——等于 1.38×10^{-23} 焦耳/度，即波茲曼常数；

T_0 ——是用绝对温度表示的室温（一般计算取室温为 17°C ）， $T_0 = 273^\circ + 17^\circ = 290^\circ\text{K}$

此时 $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ 瓦/赫

h ——其数值反映出噪声电平的高低，也叫噪声电平系数（产生噪声的电阻当处于室温时 $h=1$ ）；

B ——收信机全机通頻帶寬度，单位千赫；

N_0 ——給定的收信机輸出端的信号功率和噪声功率之比。

从噪声系数与灵敏度之间的关系式中可知，如果收信机的輸入阻抗、全机通頻帶寬度、以及收信机輸出端的信号功率和噪声功率之比均已给定，那末收信机的灵敏度就直接可由收信机的噪声系数所决定。再从 E_{Tx} 与 $\sqrt{F}$ 成正比的关系中可知，如果收信机的噪声系数大，則該机的灵敏度就差；反之，如果收信机的噪声系数愈小，那末該机的灵敏度就可能做得很高。

从下表中可查出在不同条件下噪声系数与灵敏度之间的关系。

噪声系数	噪声系数 (分贝)	信噪比20分贝, 带宽6千赫 输入阻抗75欧姆	信噪比12分贝, 带宽1.5千赫 输入阻抗75欧姆	信噪比12分贝, 带宽1千赫 输入阻抗75欧姆
F	F (分贝)	E_{Tx} (微伏)	E_{Tx} (微伏)	E_{Tx} (微伏)
1	0	0.84	0.1675	0.136
1.5	1.75	1.03	0.206	0.167
2	3.0	1.19	0.238	0.195
2.5	3.97	1.33	0.265	0.216
3	4.8	1.46	0.29	0.236
3.5	5.43	1.57	0.314	0.255
4	6.0	1.68	0.336	0.272
4.5	6.52	1.78	0.356	0.289
5	6.98	1.88	0.375	0.304
5.5	7.39	1.97	0.394	0.32
6	7.76	2.06	0.411	0.333
6.5	8.11	2.15	0.428	0.347
7	8.43	2.23	0.445	0.36
7.5	8.73	2.31	0.46	0.374
8	9.02	2.38	0.475	0.386
8.5	9.28	2.45	0.49	0.398
9	9.53	2.53	0.504	0.409
9.5	9.76	2.59	0.516	0.42
10.0	10.0	2.65	0.53	0.432

收信机输入阻抗如为 200 欧姆, 则上表中 E_{Tx} 的相应数值均须乘以 $\sqrt{\frac{200}{75}} = \sqrt{2.33} = 1.53$ 。

2.3 象频抑制度(假象信号比, 或象频选择性)

目前无线电短波通信用的收信机均采用超外差式电路, 于

是当收信机被调整到接收某一信号频率时，往往同时能接收到与欲接收信号频率相差为两倍中频的假象频率信号。例如 430 型收信机，它的中频频率为 455 千赫，而第一本机振荡频率是设计为比欲接收信号频率高一中频，于是比欲接收信号频率高两倍中频的假象频率也有被接收到的可能而影响到欲接收信号。尤其在短波段由于谐振回路的离谐百分比少，选择性相对降低，对象频的抑制性能一般较差。

象频抑制制度是以在收信机输入端分别地输入信号及象频干扰(收信机调谐于该信号频率上)，以使收信机输出端能分别得到相同输出(标准功率输出)时，输入端所需的信号电压与假象干扰电压的比值，也即主信号频率的灵敏度与象频灵敏度之比来衡量，其单位可直接用此电压比也可用分贝。

象频抑制制度主要由收信机的高频放大级各调谐回路的选择性所决定。如果高频放大调谐回路的级数较多，回路的品质因数较佳，且采用分级调谐方式，那末收信机的象频抑制制度也就愈好。

收信机的象频抑制制度不仅决定于收信机的高频放大回路的选择性，且与收信机的中频频率有关。如果收信机的中频频率设计得愈高，则由于象频距信号频率愈远，受高频放大回路选择性的衰减量亦愈大，因此象频抑制制度亦愈好。

如 430 型收信机，它的高频回路系采用同轴调谐方式，如果跟踪失调，往往反映出灵敏度变差，同时，象频抑制制度亦可能变坏。

2.4 选 择 性

收信机从天线所接收到的具有各种不同载频的信号总和中选出所需信号的能力，称做收信机的选择性(广义的)。

其实，上述的象頻抑制制度亦是表征收信机的选择性（广义的）性能的一个方面。

当收信机的調諧不变时，改变輸入信号的頻率（在信号頻率附近），此时测得的灵敏度变化曲綫称为諧振特性曲綫（即通常所指的临近頻率选择性曲綫）。此曲綫在一定程度上表达了收信机对信号的选择能力。至于通常所測試的中頻选择性，則是用中頻附近頻率专測試中頻放大諧振电路諧振特性的另一种选择性測試項目。这两种測試仅能說明收信机高频和中頻部分的諧振特性，而不能完善地說明整个收信机的选择性性能。例如由于收信机各級中存在交叉調制失真；强信号抑制弱信号現象；混頻器中組合頻率的干扰等一系列的非綫性現象都与收音机的选择性有关。这些現象多数是在两个頻率的信号（主信号和干扰信号）同时作用于收信天綫的情况下产生的。考虑了这些干扰对收信机接收欲接收的主信号的影响，于是提出了实际选择性的概念。实际选择性是用两个高频电压同时作用于天綫时测得的。这两个高频电压中，一个具有固定的載頻，它代表所要接收的电台信号；另一个代表干扰电台的信号。

下面分述有关收信机选择性（广义的）的另一些測試項目：“交叉調制”“阻塞”“互調”“附加接收”等。

2.5 交叉調制

当欲接收电台和干扰电台的信号同时加到收信机的輸入端时，有时会出现交叉調制現象。这現象就是当一架收信机調諧在欲接收电台的頻率时，干扰电台播送的信号听得很清楚。而当收信机失諧时或欲接收电台停止工作时，干扰电台的可听度就减弱或完全消失。換句話說，这現象，好象是干扰电台的調制轉移到要接收电台的載波頻率上似的故叫交叉調制。显然，

假如交叉调制发生在高频放大器的第一级内时，则提高其后面各级的选择性是不能消除干扰电台的干扰的。

交叉调制的原因是由于电子管特性曲线的非线性关系产生的。为了说明交叉调制现象的实质起见，我们可以假定有一交流电压加在放大管栅极上，

$$\Delta U_g = U_{f1} \sin \omega_1 t + U_{f2} \sin \omega_2 t$$

式中 $U_{f1} \sin \omega_1 t$ 是欲接收电台的信号电压分量， $U_{f2} \sin \omega_2 t$ 是干扰电台的信号电压分量。

假如电子管的特性曲线是直线性的，则根据重迭原理，因欲接收电台的信号电压所产生的屏极电流基波的振幅将与干扰电压的振幅 U_{f2} 无关。如果电子管的特性曲线是非直线性的，那末该基波的振幅将是 U_{f2} 的函数。

假定在电子管屏极电路中接有一个调谐到信号频率的谐振电路，当电子管的特性曲线是曲线时，我们就可将信号的输出电压以及放大级的放大系数 K 看作与 U_{f2} 有关。

图 2.1 所示的，表示放大系数 K 与 U_{f2} 的关系曲线也即函数 $K(U_{f2})$ 的曲线。这曲线的形状是由电子管的非线性特性

所确定的。当 U_{f2} 增大时，放大系数 K 可能减小或增大（在图 2.1 中是减小）。当干扰电台的信号是已调制的信号时，显然， U_{f2} 将随其调制信号而改

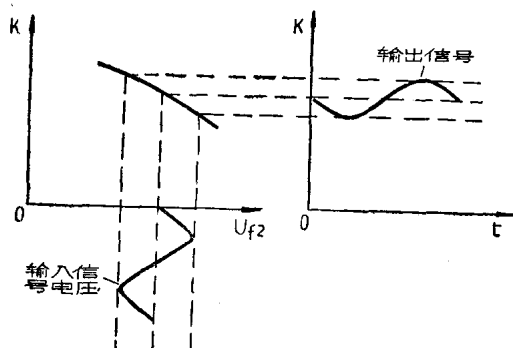


图 2.1 放大系数 K 与干扰信号电压振幅的关系

变。所以高放級的放大系数 K 也将随着干扰电台的調制信号而改变。

如果欲接收电台的信号輸入电压 U_{f1} 是未調制的 (U_{f1} = 常数), 則放大系数 K 将随干扰电台調制頻率发生周期性的变化。显然, 欲接收电台的信号輸出电压将变成已調制电压, 欲接收电台信号輸出电压的載波角頻率等于 ω_1 , 而調制电压的角頻率等于 ω_2 。也就是說, 干扰电台的調制好象是轉移到欲接收电台的載波頻率上了。

如要从数量上来分析交叉調制的現象, 可照上面所述的, 假定加到放大管柵极上的电压为

$$\Delta U_g = U_{f1} \sin \omega_1 t + U_{f2} \sin \omega_2 t$$

将屏极电流展开成 ΔU_g 的戴劳幂級数, 得

$$\begin{aligned} i_a = f(E_g + \Delta U_g) &= f(E_g) + f'(E_g) \Delta U_g + \\ &+ \frac{1}{2} f''(E_g) \Delta U_g^2 + \frac{1}{6} f'''(E_g) \Delta U_g^3 + \dots \end{aligned}$$

这里 E_g 是起始固定柵偏压。

把 ΔU_g 的展开式代入上式, 并設

$$f'(E_g) = S \text{ 和 } f''(E_g) = S''$$

这里 S 和 S'' 分别是电子管的互导和互导的二阶导数。

經過基本三角的变换, 并只把要接收电台信号的基波取出, 也就是只取出角頻率 ω_1 的分量, 即得

$$i_{a1} = (S U_{f1} + \frac{1}{4} S'' U_{f1} U_{f2}^2 + \dots) \sin \omega_1 t$$

i_{a1} ——屏流中信号基波成分

假設 U_{f1} 和 U_{f2} 随低頻調制信号而变, 同时我們將 U_{f1} 代之以 $U_{f1}(1 + m_1 \sin \omega_1 t)$, U_{f2} 代之以 $U_{f2}(1 + m_2 \sin \omega_2 t)$, 变换后并省去数值很小的高次方各項, 即得

$$i_{a1} = (SU_{f1} + \dots + SU_{f1} \cdot m_1 \cdot \sin \Omega_1 t + \dots + \frac{1}{2} S'' U_{f1} U_{f2}^2 m_2 \sin \Omega_2 t + \dots) \sin \omega_1 t$$

上式中括弧內的式子代表放大級輸出電壓的包絡曲線。式子的第二項是欲接收電台信號的有用效應，第三項是干擾電台的有害效應，寫出第三項與第二項的振幅之比，即得交叉調制系數

$$m_{jt} = \frac{\frac{1}{2} S'' \cdot U_{f1} \cdot U_{f2}^2 \cdot m_2}{S U_{f1} \cdot f_1} = \frac{1}{2} \frac{m_2}{m_1} \frac{S''}{S} U_{f2}^2.$$

交叉調制系數所表示的，就是交叉調制現象的程度。假如 $m_{jt} = 0$ ，那麼，干擾電台的調制就不會轉移到欲接收電台的載波頻率上。如果 m_{jt} 很大，那末干擾電台將破壞正常的接收。

當接收無線電話時， m_{jt} 的可容許值與播送內容的性質（語言、音樂等）有關。根據實際資料，大體可認為：如果 $m_{jt} < 0.03$ ，則由交叉調制效應帶來的影響就很小。這裡的 $m_{jt} < 0.03$ 的可容許值是對整個收音機而言的。

由交叉調制系數的公式中，可知交叉調制的程度也和非線性失真的程度一樣，是由電子管的參數 $\frac{S''}{S}$ 來確定的。且與欲接收電台的信號電壓的振幅 U_{f1} 幾乎無關。由此可見，增加欲接收電台的功率是不能克服交叉調制現象的。要減弱交叉調制現象，唯有減小干擾信號 U_{f2} 和 $\frac{S''}{S}$ 。減小 U_{f2} ，可在放大器的輸入電路內採用一個或幾個衰減很小的諧振回路，如要減小 $\frac{S''}{S}$ ，可以適當地選擇電子管的工作狀況來達到。

2.6 阻 塞

阻塞現象是指當在主信號臨近有一干擾電台出現時，欲接

收音台的信号輸出被抑制的一种現象。

收音机产生阻塞現象的主要原因有：

(1) 电子管在强烈干扰輸入时，产生栅流。

收音机的高放、变频、中放等級，通常都是工作于綫性状态下的，即輸出与輸入电压值是成正比关系的。但是，当遇有强烈干扰輸入时，或由于干扰頻率与信号頻率相距較近，或由于諧振回路的选择性不够好等，以致某級輸入的干扰电压振幅大于該級的栅偏压，于是产生了栅流。这栅极整流电流流过了栅漏电阻或自动增益控制系統的滤波电阻，便在它們上面建立起一个相当負的附加偏压，于是使电子管的互导大大降低。干扰愈强，互导下降愈多，从而收音机的增益下降也愈多。当輸入干扰极强时，甚至可使电子管的屏流截止，于是信号也无法通过放大器。

即使該級不受自动增益控制系統所控制，且无栅漏电阻，但由于在栅—阴极通流的情况下，可把栅—阴极近似地看成短路，因此对放大器前面的諧振回路仍有旁路作用，以使輸出信号电平降低。

(2) 强干扰通过检波器等非綫性元件时对信号的抑制作用在检波器中，强干扰便有抑制弱信号現象。

对无惰性检波器來說，設 $U_- = f(U_f)$ 是检波特性曲綫方程式。这里 U_- 是每一高频周期內检波器輸出电压的直流分量，而 U_f 是輸入端总交流电压的振幅。如果检波器的輸入端所接的电压有两个——欲接收的信号电压和干扰电压，即

$$U = U_{f1} \sin \omega_1 t + U_{f2} \sin \omega_2 t$$

那末，其总振幅为

$$U_f = U_{f1} \sqrt{1 + \frac{2U_{f2}}{U_{f1}} \cos(\omega_2 - \omega_1)t + \frac{U_{f2}^2}{U_{f1}^2}}$$