文章编号:1001 - 893X(2012)03 - 0333 - 05

调整初相提高多频点信号功率利用率的方法*

李大芳,贾 坤

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:通过分析信号初相与多频率合成信号包络的关系,提出利用初相调整的方法来优化合成信号包络,从而提高功放的功率利用率。仿真分析结果和实际应用表明,该方法可以很好地降低合成信号包络的最大电平,使合成信号包络尽可能在放大器的线性范围内,从而有效抑制了交调和互调成分以及谐波成分,提高了功率利用率。

关键词:功率放大器;功率利用率;多频率合成信号;包络优化;初相调整

中图分类号:TN83;TN97 **文献标志码**:A doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2012.03.016

Improving Power Efficiency of Multi-frequency Signal by Adjusting Initial Phases

LI Da-fang, *JIA Kun*

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: Through analysing the relationship between the initial phases and the multi - frequency signal's envelop, initial phases adjustment method is proposed to optimize the multi - frequency signal's envelop, accordingly improve the power amplifier's power efficiency. The simulation result and the actual application indicate that this method can depress the level of multi - frequency signal's envelop effectively, and makes the multi - frequency signal's envelop in the power amplifier's linear range, so as to effectively restrain the cross modulation and inter modulation, and the harmonic, then improve the power efficiency.

Key words: power amplifier; power efficiency; multi-frequency signal; envelop optimization; initial phases adjust

1 引 言

实际工作中发现:多频率合成信号经功放发送出去后,各个频率信号的功率之和远小于功放消耗的功率。其原因就在于我们常用的各类器件,如模/数转换器、数/模转换器、放大器等都是非线性的,只是在某个范围内呈线性或是近似线性,会产生交调和互调现象,引起信号失真,从而降低功率利用率。为了抑制交调和互调成分以及谐波成分,减小有用功率的损失,一方面是要优化器件的设计,使器件线性度更高;另一方面就是要优化输入信号,使它尽可能地工作在器件的线性区。这里我们就是通过优化输入信号的方法来提高干扰功率的利用率。

2 干扰功率利用率与合成信号包络的关系

设各个频点信号的幅度都相同,则多频率合成信号的数学表达式为

$$f(t) = \sum_{i=1}^{N} A\cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

式中,N 为信号频点个数,A 为单个信号的幅度,ω_i 为第 i 个信号的频率,φ_i 为第 i 个信号的初相。

多频点合成信号的包络会产生一定的起伏。为

* 收稿日期:2011 - 09 - 30;修回日期:2012 - 01 - 06

了保证功放能工作在线性区,合成信号的幅度就不能超过功放额定输出时单正弦信号的输入电平,这样功放的实际输出功率将随着合成信号的包络变化而变化,使实际输出功率降低[1]。功放的功率利用率 η 为功放的实际输出功率与功放的额定输出功率之比。

多频率合成信号的输出功率 p_{out} 为

$$p_{out} = [f(t)]^2 = N \times A^2/2 \tag{1}$$

当各频点信号的初相 $\varphi_i = 0$ 时,合成信号的幅值 A_n 最大,$A_n = N \times A$,若此时功放仍工作在线性区,则该条件下的功率利用率为

$$\eta = \frac{N \times A^2/2}{(A_n)^2/2} = \frac{N \times A^2/2}{(N \times A)^2/2} = \frac{1}{N} \tag{2}$$

可见,要提高功放的功率利用率,就必须尽可能地减小合成信号的幅值。

3 多频率合成信号包络优化方法

从上节的分析可知,要提高功放的功率利用率,就要使合成信号包络的最大电平趋向最小。当包络的最大电平最小时,由能量守恒的原理可知,原来包络较小的部分会增大,从而使合成信号的包络趋向平稳,具有准恒包络特性。此时合成信号最接近单正弦信号,因此功率利用率最高。

从多频率合成信号的数学表达式可知,当 ω_i 确定,且各信号幅度都相同时,我们只能通过改变各频点信号初相 φ_i 来实现合成信号包络优化。

一般来说,通信系统所用的一系列频点的分布是有规律的。结合通信系统使用频率的规律,可设输入各频率信号为

$$\cos(\omega_1 t + k_i \Delta\omega t + \varphi_i), \quad i = 1,2,3,\cdots \tag{3}$$

单个频率信号可化为

$$\cos(\omega_1 t + k_i \Delta\omega_i t + \varphi_i) = \cos(k_i \Delta\omega t + \varphi_i)\cos(\omega_1 t) - \sin(k_i \Delta\omega t + \varphi_i)\sin(\omega_1 t) \tag{4}$$

则输入的多频率信号可化为

$$U_i = C\cos(\omega_1 t) - S\sin(\omega_1 t) = \sqrt{C^2 + S^2}\cos(\omega_1 t + \mathrm{arctg}\frac{S}{C}) \tag{5}$$

$$C = \cos\varphi_1 + \cos(k_2 \Delta\omega t + \varphi_2) + \cos(k_3 \Delta\omega t + \varphi_3) + \cos(k_4 \Delta\omega t + \varphi_4) + \cdots \tag{6}$$

$$S = \sin\varphi_1 + \sin(k_2 \Delta\omega t + \varphi_2) + \sin(k_3 \Delta\omega t + \varphi_3) + \sin(k_4 \Delta\omega t + \varphi_4) + \cdots \tag{7}$$

则输入信号的包络为 $\sqrt{C^2 + S^2}$。

可见,多频率合成信号的包络与各载波信号的频率间隔和初相有关,是随时间波动的。当频率间隔不同,或者各频率信号的初相有不同设置时,其包络会呈现不同的状态。根据包络优化的目标可知,只需找到使 $\sqrt{C^2 + S^2}$ 关于时间 t 的最大值最小的 $(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4, \cdots)$,便能使输入信号得到优化。但从上面的表达式可以看出,该方程找不到或不存在解析解,只有通过对初相值不断迭代的方法得到优化值。

4 仿真分析

一般地,线性放大器的增益只是在某个范围内呈线性,其输入输出关系图如图 1 所示。

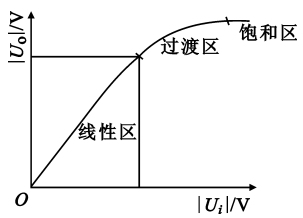

图 1 放大器的输入输出关系曲线

Fig.1 Relationship between input and output of power amplifier

要使放大器工作在线性区,就必须选择合适的合理的静态工作点并使输入信号的幅度在线性区范围内($U_i < u_i$)。假如输入信号幅度超出线性区域,则会出现削波现象,产生额外的互调交调;输入信号幅度越大,则削波现象越严重。

理论分析和实践表明,一个具有非线性特性的传输设备或部件,当输入信号电压为 U_i,并且设输出电压为 U_o 时,其传输特性可用幂级数来描述[2],即:

$$U_o = k_0 + k_1 U_i + k_2 U_i^2 + k_3 U_i^3 + \cdots \tag{8}$$

式中,k_0 为直流项(输出端有隔离直流电容无此项);$k_1, k_2, k_3, \cdots$ 分别为一次、二次、三次、…次项系数,且 $|k_1| > |k_2| > |k_3| > \cdots$[2]。

从式(8)可知,一次项为输入信号放大 k_1 倍后的基波成分,无非线性失真,是有用信号;后面各项则均为非线性失真项。随非线性失真项阶次增加,系数越来越小,影响也越来越小。因此,在一般情况下仅考虑前几项的影响。

选用的放大器传输特性函数为

$$U_o = 12U_i + 2.3U_i^2 - 0.9U_i^3 + 0.067U_i^4 + \cdots \quad (9)$$

其输入输出关系曲线如图 2 所示。

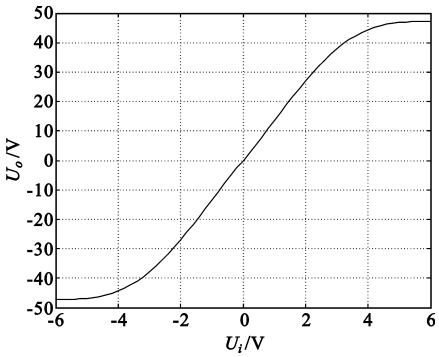

图 2　选用的放大器输入输出关系曲线图

Fig.2 Relationship between input and output of the selected power amplifier

从图 2 中可以看出,所选用的放大器的线性区范围大概为 $U_i < 3.7$。

以输入 6 个频率的合成信号为例,分析不同初相的多频率合成信号的包络特性,及经过放大器的输出信号的频谱特性。

4.1　初相调整前后的合成信号包络特性比较

取合成信号的各频率成分(单位 MHz)为

$\omega = [\omega_1\ \omega_2\ \omega_3\ \omega_4\ \omega_5\ \omega_6] =$

$[300\quad 300.2\quad 300.4\quad 300.8\quad 301.2\quad 301.4]$

合成信号为

$$f(t) = \sum_{i=1}^{6} A\cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (10)$$

其中,$A = 1$。

初相调整前后的波形如图 3 所示。

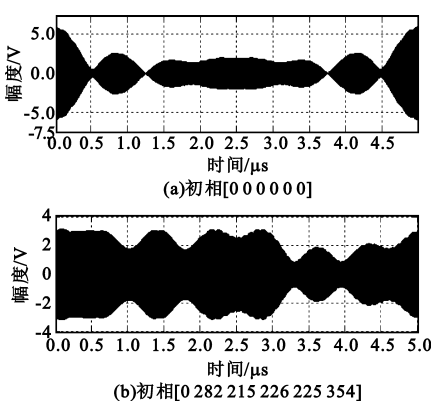

图 3　初相优化前后的波形

Fig.3 Waves before and after adjusting initial phases

从图 3 中可知,初相为调整前合成信号包络起伏较大,经过初相寻优后合成信号包络还是有一定的起伏,但比优化前平稳。

4.2　初相调整前后的合成信号经放大器后频谱特性比较

从前面论述可知,放大器线性区范围 $U_i < 3.7$。初相调整前,$A = 1$ 时,合成信号包络最大电平 $A_n = 6$;初相调整后,$A = 1$ 时,合成信号包络最大电平 $A_n = 3.169\ 3$。可见,幅度相同的频点信号,经过不同的初相组合后,合成信号的包络最大电平可能在放大器的线性区范围内,也可能超出线性范围引起波形失真。

如果使初相调整后的合成信号包络最大电平为放大器线性区范围的极限点 3.7,则合成信号数学表达式为

$$f(t) = \sum_{i=1}^{6} \frac{3.7}{3.1693} \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) = \sum_{i=1}^{6} 1.1675 \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (11)$$

$$\Phi = [\varphi_1\ \varphi_2\ \varphi_3\ \varphi_4\ \varphi_5\ \varphi_6] = [0^\circ\ 282^\circ\ 215^\circ\ 226^\circ\ 225^\circ\ 354^\circ] \quad (12)$$

即各频点信号幅值均为 $A = 1.167\ 5$。初相不同的两个合成信号分别经过所选用的放大器,放大器输出的波形和频谱如图 4 ~ 7 所示。

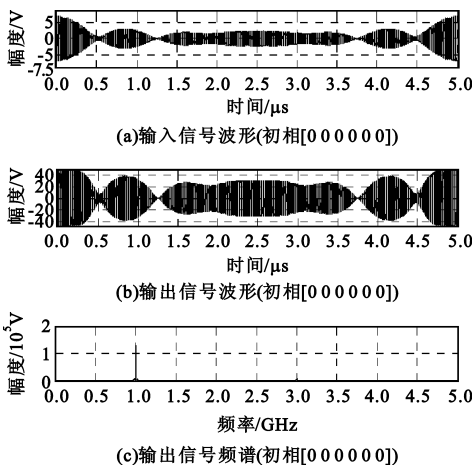

图 4　输入信号波形、输出信号波形及输出信号频谱(幅度:$A = 1.167\ 5$,初相[0 0 0 0 0 0])

Fig.4 Input signal's waves, output signal's waves and output signal's spectrums (Amplitude: $A = 1.167\ 5$, phases[0 0 0 0 0 0])

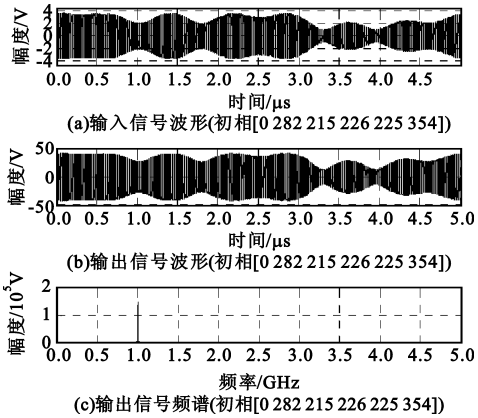

图 5 输入信号波形、输出信号波形及频谱
(幅度:$A = 1.1675$,初相[0 282 215 226 225 354])
Fig.5 Input signal's waves, output signal's waves and spectrums
(Amplitude: $A = 1.167\ 5$, phases[0 282 215 226 225 354])

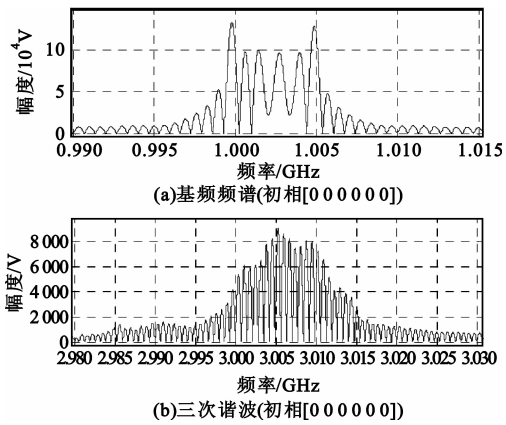

图 6 基波和三次谐波频谱
(幅度:$A = 1.167\ 5$,初相[0 0 0 0 0 0])
Fig.6 The baseband and the third harmonic
(Amplitude: $A = 1.167\ 5$, phases[0 0 0 0 0 0])

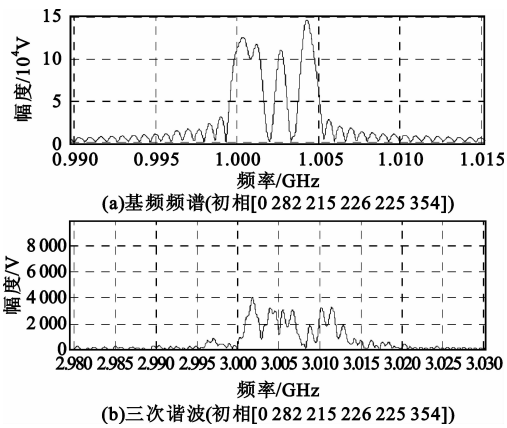

图 7 基波和三次谐波频谱
(幅度:$A = 1.167\ 5$,初相[0 282 215 226 225 354])
Fig.7 The baseband and the third harmonic
(Amplitude: $A = 1.167\ 5$, phases[0 282 215 226 225 354])

从图 4~7 可知:未经相位调整的多频率组合信号包络的最大电平为 $A_n = 7.005$,超出了放大器的线性范围,因此放大器输出波形出现了相应的失真,输出频谱中基频频率成分的能量较小,基频附近出现了比较明显的交互调成分,三次谐波能量较大;经过相位调整的多频组合信号包络的最大电平 $A_n = 3.7$,在放大器的线性范围内,因此放大器输出波形几乎无失真,输出频谱中基频频率成分的能量较大,交互调成分和三次谐波能量都较小。

4.3 多频率合成信号包络优化前后功率利用率比较

4.3.1 线性范围内功率利用率比较

要使功放工作在线性范围内,则初相调整前多频率合成信号的各频率信号幅度 $A = 3.7/6 = 0.616\ 7$,合成信号数学表达式为

$$f_1(t) = \sum_{i=1}^{6} 0.6167 \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

$$\Phi_1 = [0^\circ\ 0^\circ\ 0^\circ\ 0^\circ\ 0^\circ\ 0^\circ] \tag{13}$$

此时,合成信号的最大包络电平为 $A_n = 3.7$。干扰功率利用率为

$$\eta_1 = \frac{N \times A^2/2}{(A_n)^2/2} = \frac{6 \times 0.6167^2}{3.7^2} \approx 16.67\% \tag{14}$$

同理,要使功放工作在线性范围内,则初相调整后多频率合成信号的各频率信号幅度 $A = 3.7/3.169\ 3 = 1.167\ 5$,合成信号数学表达式为

$$f_2(t) = \sum_{i=1}^{6} 1.1675 \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) \tag{15}$$

$$\Phi_2 = [0^\circ\ 282^\circ\ 215^\circ\ 226^\circ\ 225^\circ\ 354^\circ] \tag{16}$$

此时,合成信号的最大包络电平为 $A_n = 3.7$。干扰功率利用率为

$$\eta_2 = \frac{N \times A^2/2}{(A_n)^2/2} = \frac{6 \times 1.1675^2}{3.7^2} \approx 59.74\% \tag{17}$$

可见,优化后的多频率合成信号经过功放后干扰功率利用率远大于未经优化的合成信号,通过调整相位来优化多频率合成信号包络的方法可以大大提高干扰功率的利用率。

4.3.2 非线性范围内功率利用率比较

当合成信号包络的最大电平超出了功放的线性范围时,功率的利用率就不能用上述公式进行计算,因此,下面根据输出信号的频谱幅度来计算非线性情况下的功率利用率。

首先,根据线性范围内输出的信号频谱幅度来计算功率利用率,与上面的公式计算结果比较,证明该方法的合理性。

功放的额定功率为幅度是功放线性区极值的正弦信号 $f(t) = 3.7\sin\omega t$ 通过功放后的输出功率。仿真得到,该信号经功放后的输出频谱的幅度 $A_{FS} = 1.137 \times 10^6$,输出功率为 $P_s = A_{FS}^2 = 1.293 \times 10^{12}$。

初相调整前,要使合成信号的最大包络电平为 $A_n = 3.7$,则多频率合成信号各频率信号幅度 $A = 0.616\,7$,合成信号经功放后的输出频谱各频率的幅度依次为

$$A_F = [2.0566\times10^5, 1.9943\times10^5, 2.0238\times10^5, 1.9949\times10^5, 2.0054\times10^5, 1.9467\times10^5],$$

输出功率为 $P = \sum_{i=1}^{6} AF_i^2 = 2.409\,4\times10^{11}$,功率利用率为

$$\frac{P}{P_s} = \frac{2.4094\times10^{11}}{1.293\times10^{12}} = 18.64\% \qquad (18)$$

初相调整后,要使合成信号的最大包络电平为 $A_n = 3.7$,则多频率合成信号各频率信号幅度 $A = 1.167\,5$,合成信号经功放后的输出频谱各频率的幅度依次为

$$A_F = [3.7184\times10^5, 3.6710\times10^5, 3.7083\times10^5, 3.6870\times10^5, 3.5907\times10^5, 3.8325\times10^5],$$

输出功率为 $P = \sum_{i=1}^{6} A_{Fi}^2 = 8.222\,9\times10^{11}$,功率利用率为 $\frac{P}{P_s} = \frac{8.2229\times10^{11}}{1.293\times10^{12}} = 63.61\%$。

可以看出,用输出信号频谱的幅度计算出的功率利用率(63.61%)与理论公式计算出的功率利用率(59.74%)非常接近。由于理论公式是针对理想线性功放的,而实际功放是近似线性,所以有一定的误差是合理的。

下面讨论非线性区中相位调整前后的信号通过功放后的功率的利用率情况。

从功放的输入输出关系曲线可以看出,当输入信号的最大电平约为 5.6 时,功放达到饱和。因此我们考虑将相位调整前后的合成信号最大电平都调整到功放的饱和电平,来比较它们的功率利用率。

初相调整前,要使合成信号的最大包络电平为 $A_n = 5.6$,则多频率合成信号各频率信号幅度 $A = 0.933\,3$,合成信号经功放后的输出频谱各频率的幅度依次为

$$A_F = [2.8647\times10^5, 2.7516\times10^5, 2.7767\times10^5, 2.7544\times10^5, 2.7842\times10^5, 2.7324\times10^5],$$

输出功率为 $P = \sum_{i=1}^{6} A_{Fi}^2 = 4.629\,2\times10^{11}$,功率利用率为 $\frac{P}{P_s} = \frac{4.6292\times10^{11}}{1.293\times10^{12}} = 35.81\%$。

初相调整后,要使合成信号的最大包络电平为 $A_n = 5.6$,则多频率合成信号各频率信号幅度 $A = 1.767$,合成信号经功放后的输出频谱各频率的幅度依次为

$$A_F = [4.7595\times10^5, 4.6188\times10^5, 4.7514\times10^5, 4.6049\times10^5, 4.7635\times10^5, 5.0939\times10^5],$$

输出功率为 $P = \sum_{i=1}^{6} AF_i^2 = 1.3641\times10^{12}$,功率利用率为 $\frac{P}{P_s} = \frac{1.3641\times10^{12}}{1.293\times10^{12}} = 105.51\%$。

可以看出,此时的输出功率已超出了功放的额定功率。为了保证功放安全,使其工作在额定功率范围以内,可以适当地降低输入信号幅度。

从上述讨论可知,通过调整相位来优化多频率合成信号包络的方法可以大大提高干扰功率的利用率。

5 结　论

多频率数字合成信号的包络与各载波信号的初相有关。采用优化输入信号各频点初相的方法,可使合成信号具有准恒包络特性,从而使经过放大器后输出信号的交调和互调成分得到较好抑制,减小信号失真,提高功放的功率利用率。该方法已成功利用到实物产品中,极大地提高了功放的功率利用率。另外,我们在初相寻优的过程中,采用循环迭代的方法,该方法运算量大、耗时长,因此初相寻优算法还有待进一步研究。

参考文献:

[1] 华健江.梳状谱的实现与优化[C]//第九届通信对抗学术年会论文集.杭州:中国电子科技集团公司第三十六研究所,2002:209-212.
HUA Jian-jiang. Realization and Optimization of Signal with Comb Spectrum[C]//Proceedings of the 9th Communication Countermeasures Annual Convention. Hangzhou: The 36th Institute of China Electronic Technology Group Corporation, 2002:209-212. (in Chinese)

[2] 李育林.分析"交调"与"互调"干扰产生的原因及其抑制方法[J].黄冈师范学院学报, 1999, 19(6):14-17.
LI Yu-lin. Cause Analysis and Restraining Ways of Intermixing Modulation Interference and Mutual Modulation Interference[J]. Journal of Huanggang Normal University, 1999, 19(6):14-17. (in Chinese)

[3] 朴哲华,梁昌洪.改善放大器三阶交调失真的一种方法[J].现代电子技术, 2004(21):109-110.
PIAO Zhe-hua, LIANG Chang-hong. A Method of Third-order Intermodulation Reduction in RF Amplifiers[J]. Modern Electronic Technique, 2004(21):109-110. (in Chinese)

作者简介:

李大芳(1980—),女,湖北京山人,2004 年于哈尔滨工业大学获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为电子对抗技术;

LI Da-fang was born in Jingshan, Hubei Province, in 1980. She received the M.S. degree from Harbin Institute of Technology in 2004. She is now an engineer. Her research concerns electronic warfare technology.

Email: fanghit@163.com

贾　坤(1978—),男,四川巴中人,2003 年于四川大学获硕士学位,现为高级工程师,主要研究方向为电子对抗技术。

JIA Kun was born in Bazhong, Sichuan Province, in 1978. He received the M.S. degree from Sichuan University in 2004. He is now a senior engineer. His research concerns electronic warfare technology.