

# 晶体管倍频器中基波及 低次谐波的抑制\*

史玉法 贾更新 苗令光

。(郑州工学院计算机与自动化系)

**摘 要:** 晶体管倍频器是无线电技术中为获得高稳定性、宽频偏、高频率的电路。倍频过程中幅值较大的基波及低次谐波会严重地干扰输出波形。本文就如何有效地抑制基波及低次谐波分量,所采用的提高选择性、使用空闲电路、采用奇(偶)次倍频器、增大激励信号中谐波分量、输入输出回路匹配等方法,进行了分析。

**关键词:** 倍频器,抑制,频率选择性,空闲电路。

**中国图书分类号:** TN 771

倍频器是无线电技术高频电路中重要的非线性电路。尤其是需要工作频率非常高、稳定性又要好的电路,工作频率都采取多次倍频来获得。即使要求工作频率不甚高,然而为了得到良好的频率稳定性,也往往需要倍频,因为电路工作频率的稳定性与倍频次数成正比。同时,倍频还可以加大频偏,故倍频器在高频电路中得到广泛地应用。

晶体管倍频器是常用的倍频器之一,它包括 A 类、B 类、AB 类、C 类及晶体管参量倍频器。由于晶体管倍频器在基极(共发射极接法)加入激励信号时,集电极的电流波形中就含有输入信号的基波分量及基波的各次谐波分量,所以只要把倍频器的谐振回路调谐在输入信号基波的某次谐波频率上,并适当调整晶体管导通角的大小,即可在晶体管倍频器的输出端得到所需频率的正弦波,而达到倍频的目的。

晶体管倍频器谐振回路中脉冲电流内含有丰富的谐波分量,现以 C 类倍频器为例分析各谐波分量之间大小的关系。

设激励信号  $u_{be} = E_b + V_{bm} \cos \omega t$

集电极电流

$$\begin{aligned} i_c &= G_c (V_{be} - V_D) = G_c (E_b + V_{bm} \cos \omega t - V_D) \\ &= G_c V_{bm} \left( \cos \omega t - \frac{V_D - E_b}{V_{bm}} \right) \end{aligned}$$

当  $\omega t = 0$  时,  $i_c = 0$ , 可得  $\frac{V_D - E_b}{V_{bm}} = \cos \theta$

$$i_c = G_c V_{bm} (\cos \omega t - \cos \theta)$$

\* 收稿日期: 1991-04-13

式中  $E_b$  —— 基极电源电动势,  $V_{bm}$  —— 激励信号最大值,  $G_c$  —— 理想化晶体管的跨导,  $V_D$  —— 晶体管导通电压,  $\theta$  —— 晶体管导通角。

$i_c(\omega t)$  是一个周期性电流脉冲, 利用富里哀级数展开它, 可表示为下列形式

$$i_c = \sum_{n=0}^{\infty} I_{cn} \cos n\omega t$$

将此式展开为:

$$\text{直流分量 } I_{c0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_c d\omega t = \frac{G_c V_{bm}}{\pi} (\sin\theta - \theta \cos\theta)$$

$$\text{基波分量 } I_{c1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_c \cos\omega t d\omega t = \frac{G_c V_{bm}}{\pi} (\theta - \sin\theta \cos\theta)$$

...

$$\begin{aligned} \text{n次谐波分量 } I_{cn} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_c \cos n\omega t d\omega t \\ &= \frac{2G_c V_{bm}}{\pi} \cdot \frac{\sin\theta \cos\theta - n \cos n\theta \sin\theta}{n(n^2 - 1)} \end{aligned}$$

为计算的方便以上展开式中  $G_c V_{bm}$  用集电极电源脉冲最大值  $I_{cm}$  来表示, 同时

令  $i_c = G_c V_{bm} (\cos\omega t - \cos\theta)$  中  $\omega t = 0$

即  $I_{cm} = G_c V_{bm} (1 - \cos\theta)$

再将此式代入各展开式中即有

$$I_{c0} = I_{cm} \frac{\sin\theta - \theta \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} = I_{cm} \cdot \alpha_0(\theta)$$

$$I_{c1} = I_{cm} \frac{\theta - \sin\theta \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} = I_{cm} \cdot \alpha_1(\theta)$$

...

$$\begin{aligned} I_{cn} &= I_{cm} \frac{2(\sin\theta \cos\theta - n \cos n\theta \sin\theta)}{n\pi(n^2 - 1)(1 - \cos\theta)} \\ &= I_{cm} \cdot \alpha_n(\theta) \end{aligned}$$

式中  $\alpha_0(\theta)$ 、 $\alpha_1(\theta)$ 、…… $\alpha_n(\theta)$  分别为余弦脉冲的分解系数。

经推导各次谐波的分解系数可用下式近似计算。

$$\alpha_{n \text{ 近似}} \approx \frac{0.536}{n}$$

式中 0.536 —— 基波分解系数最大值 (当  $\theta = 120^\circ$ ),  $n$  —— 谐波次数。

由上式可以看出, 晶体管倍频器谐振回路选  $n$  次谐波频率时基波及低于  $n$  次谐波的其它谐波的幅值都大于  $n$  次谐波分量。为了获得比较纯净的某次谐波输出, 从电路上必须有效地抑制基波及低次谐波。若不采取有力的抑制措施, 幅值大的基波及低次谐波将影响倍频器的输出波形。图 1 所示的是基波及二次谐波对三倍频输出波形的影响情况。因此, 晶体管倍频器在倍频过程中, 有效地抑制基波及低次谐波是倍频器设计中的重要指

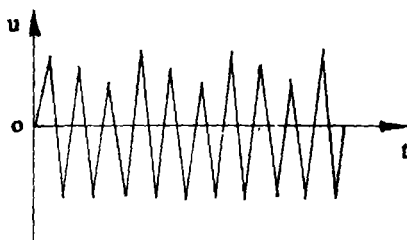


图1

标。依据在制做调频遥控设备中研制晶体管倍频器的实践经验,分析有效地抑制晶体管倍频器中基波及低次谐波的方法。

## 1 提高倍频器谐振回路的频率选择性

选择性是用来表征谐振回路对不需要信号的抑制能力,而且谐振回路的频率选择性是与谐振回路的有载品质因数  $Q_L$  值有关。 $Q_L$  值越大,选择性越好,因而对不需要的频率信号的抑制能力就越强。根据谐振回路的有载品质因数的含义, $Q_L$  是表征谐振回路贮存能量与消耗能量之比。由此,可以通过如下办法提高  $Q_L$  值。

1.1 谐振回路中电感线圈应采用镀银多股导线或粗导线绕制,从而可减少电感内阻的消耗,以提高  $Q_L$  值。

1.2 适当加大电感线圈的屏蔽罩的尺寸,尽而减小涡流,降低损耗,提高  $Q_L$ 。

1.3 晶体管输出端与谐振回路采用部分接入。为了便于分析,可把谐振回路中等效的损耗电阻  $r'$  变换为与谐振电感并联的形式来表示,即

$$r' = \frac{\omega^2 L^2 + r^2}{r}$$

式中  $r$ —谐振电感  $L$  的内阻。

若设谐振时的角频率为  $\omega_0$ , 当  $\omega_0$  的  $Q_L$  值远大于 1 时,则  $r'$  可表达为

$$r' \approx \frac{\omega_0^2 L^2}{r}$$

因  $\omega_0^2 \approx \frac{1}{LC}$  可代入上式

$$r' \approx \frac{1}{r} \cdot \frac{L}{C}$$

因此,希望  $r'$  值越大越好,因与电感并联消耗能量就越小。同时, $r'$  与  $L/C$  近似成正比关系,也就是说要减少能量的损耗,就要提高  $L/C$  值,当  $C$  不变,增大  $L$ ,就意味着线圈的  $Q_L$  值增大,选择性就提高了。由于晶体管电路的负载与信号源的阻抗小,要提高  $L/C$  值,还要完成变换并提高并联在谐振电路中的负载和信号源电阻,就必须采用图 2 所示晶体管集电极与谐振回路部分接入,以实现阻抗变换及提高  $Q_L$  值的目的。

1.4 倍频器负载与谐振回路采用部分接入。因为这种部分接入法,如图 3 所示,使加到负载电阻上的电压比谐振回路电抗元件两端的电压小。由于贮存能量正比于加到电抗元件上电压的平方,即

$$W_c = \frac{1}{2} C u_1^2$$

而消耗能量则正比于加到负载电阻上的电压的平方,即

$$P = \frac{u_2^2}{R_L}$$

因此,只要适当调整部分接入的多少,即可达到既使阻抗匹配,又相对地减少能量的消耗,提高了  $Q_L$  值。

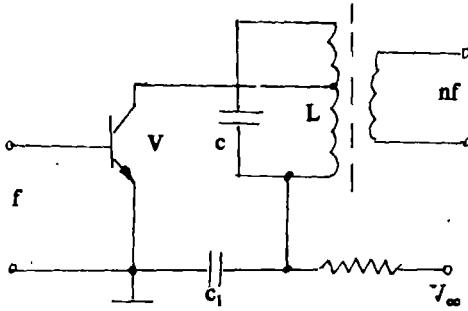


图2

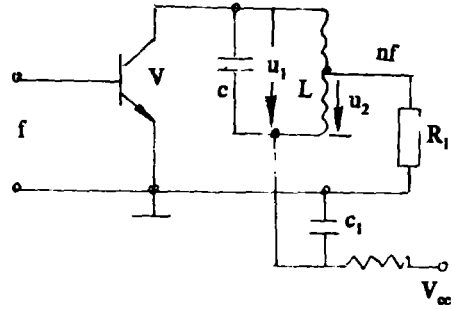


图3

1.5 负载回路与谐振回路采用松耦合。根据磁耦合谐振回路的分析, 在电流源为  $n_1 y_{fe} v_i$  时, 输出电压为  $\frac{v_0}{n_2}$ , ( $n_1$  和  $n_2$  分别为耦合初、次级线圈的接入系数,  $y_{fe}$  为共发极输出端短路时正向传输导纳,  $v_i$  和  $v_0$  分别为输入、输出电压)

$$\frac{v_0}{n_2} = \frac{2\lambda}{\sqrt{(1+\lambda^2)^2 + 2(1-\lambda^2)\xi^2 + \xi^4}} \cdot \frac{n_1 |y_{fe}| v_i}{2g'}$$

式中  $\lambda = KQ_L$  是耦合回路谐振曲线的形状因子,  $K = \frac{M}{L}$  为耦合系数 ( $M$  为互感  $L$  为电感,  $\xi = Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}$  是谐振回路的广义失调 ( $\Delta f$  为通频带,  $f_0$  为谐振频率),  $g'$  为回路中总电导。

由上式可得出谐振回路互感耦合电压增益

$$|A_v| = \frac{v_0}{v_i} = \frac{\lambda}{\sqrt{(1+\lambda^2)^2 + 2(1-\lambda^2)\xi^2 + \xi^4}} \cdot \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{g'}$$

当调谐时,  $\xi = 0$  电压增益

$$|A_{v0}| = \frac{\lambda}{1+\lambda^2} \cdot \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{g'}$$

因此

$$\frac{|A_v|}{|A_{v0}|} = \frac{1+\lambda^2}{\sqrt{(1+\lambda^2)^2 + 2(1-\lambda^2)\xi^2 + \xi^4}}$$

当  $\lambda > 1$  (即  $k > \frac{1}{Q_L}$ ) 时两线圈为强耦合。当  $\lambda < 1$  ( $k < \frac{1}{Q_L}$ ) 时为松耦合, 也叫欠耦合。

合。  $\lambda = 1$  ( $k = \frac{1}{Q_L}$ ) 时为临界耦合。

松耦合时, 上式  $\frac{|A_v|}{|A_{v0}|}$  的分母中各项系数都为正值,  $\xi$  的绝对值增大时, 分母值随之

增大, 即数值  $\frac{|A_v|}{|A_{v0}|}$  就随之减小, 而在  $\xi = 0$  ( $f = f_0$ ) 时谐振曲线将出现一个最大值, 即谐振

曲线呈现窄单峰, 因而频率的选择性就大大提高。

松耦合实际上是把两回路耦合线圈拉开一定的距离。拉开多远距离合适, 要经过实验来确定。因为两线圈拉开的距离太远, 不仅对改善输出波形没有明显的提高, 而且会使输出的功率大大的下降。所以在实际电路上应边调整线圈的距离, 边观察输出波形, 调整在最佳状态时, 应把线圈的相对位置固定下来。

以上分析的是如何提高选择性问题, 而没有涉及到提高选择性影响电路的其它设计指标, 例如电路的通频带问题。因此, 在电路的设计中各种指标应统筹兼顾。

## 2 空闲电路的使用

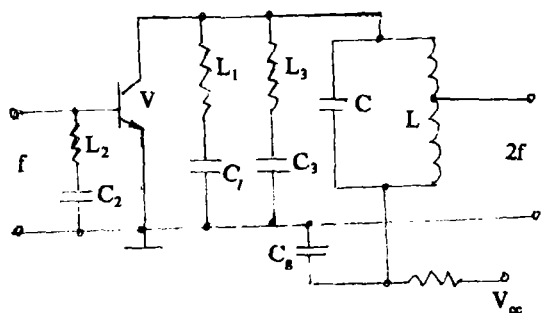


图 4

加入空闲电路可以帮助谐振回路滤除不需要的基波及低次谐波分量。图 4 所示是二倍频器加入空闲电路的原理图。\$L\_2\$ 和 \$C\_2\$ 串联谐振在二倍频率上, 目的是能使输出谐波电流更顺畅地在发射结中流通。而对激励信号频率呈现很大的阻抗, 故不会对输入匹配电路有很大的影响。

\$L\_1\$ 和 \$C\_1\$ 串联谐振在基波频率上, 用以滤除基波分量。\$L\_3\$ 和 \$C\_3\$ 串联谐振在三次谐波频率上, 用以滤除三次谐波分量。

这种倍频器中的晶体管主要工作在参量状态, 故调整时应将倍频器的谐振回路和空闲电路一并调试, 才能达到良好的效果。

虽然, 加入空闲电路使电路复杂化, 但转换效率 (谐波功率比基波功率) 可以大幅度提高。不加空闲电路一般为 10~30%, 加入空闲电路, 如三倍频转换效率可达 60~70%。这主要靠空闲电路的转换作用, 使基波或不需要的谐波能量转换为需要的谐波能量输出。

电路的输入功率为

$$P_i = \frac{1}{2} |i_1|^2 R_i = \frac{1}{2} |\omega_i (Q_B - Q_\phi) \theta_1|^2 R_i$$

$$= \frac{1}{2} \omega_i^2 (Q_B - Q_\phi)^2 \theta_1^2 R_i$$

式中 \$\omega\_i\$—输入信号角频率。\$R\_i\$—输入电阻。

\$Q\_B\$—激励信号最大时对应的 \$bc\$ 结电容上电荷。

\$Q\_\phi\$—激励信号最小时对应的 \$bc\$ 结电容上电荷。

\$\theta\_1\$—基波相位角。

$$\text{令标称功率为 } p_{norm} = \frac{(v_B - \Phi)^2}{R_s}$$

式中 \$v\_B\$—直流偏压。\$\Phi\$—\$bc\$ 结接触电势。\$R\_s\$—\$bc\$ 结损耗电阻。

则归一化输入功率为

$$\frac{p_i}{p_{norm}} = \frac{1}{2} \omega_i^2 \left( \frac{Q_B - Q_\varphi}{V_B - \Phi} \right)^2 R_s \theta_1^2 R_i = \frac{1}{2} \frac{\omega_i^2 R_s R_i}{S_{max}^2 (1-m)^2} \theta_1^2$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_i}{\omega_c} \right)^2 \frac{1}{(1-m)^2} \theta_1^2 \frac{R_i}{R_s}$$

式中  $S_{max}$  — 结电容倒数即倒电容最大值。

$m$  — 结电容非线性系数

$$\omega_c = \frac{S_{max}}{R_s}$$

$$\text{输出功率为 } p_0 = \frac{1}{2} |i_n|^2 R_L = \frac{1}{2} n^2 \omega_i^2 (Q_B - Q_\varphi)^2 \theta_n^2 R_L$$

式中  $R_L$  — 负载电阻。  $\theta_n$  —  $n$  次谐波相角。

归一化输出功率为

$$\frac{p_0}{p_{norm}} = \frac{1}{2} \left( \frac{n \omega_i}{\omega_c} \right)^2 \frac{1}{(1-m)^2} \theta_n^2 \frac{R_L}{R_s}$$

因此倍频器的效率为

$$\eta = \frac{p_0}{p_i} = n^2 (\theta_n / \theta_1)^2 \frac{R_L}{R_i}$$

空闲电路电阻  $R_i$  上的归化功率为

$$\frac{P_i}{p_{norm}} = \frac{1}{2} (x \omega_i / \omega_c)^2 \frac{1}{(1-m)^2} \theta_x^2 \cdot \frac{R_i}{R_s}$$

式中  $x = \frac{\omega_i}{\omega_c}$  为整数值。  $\theta_x$  — 空闲电路谐振波相位角。

因为空闲电路电阻  $R_i$  上的功率将加到晶体管上, 并通过与输入信号混频或与输入信号频率的谐波混频, 或者通过倍频, 而得到频率为  $n\omega_i$  的输出功率。显然加入空闲电路后, 电路的总效率将大于  $\eta$ 。

### 3 采用推换式晶体管倍频器可以消除偶次(或奇次)谐波

如图 5 所示电路, 输入的激励信号经输入变压器倒相分别加到两个晶体管的基极上, 而在两个集电极上得到相位相反的两个脉冲电流, 两脉冲电流中的奇次谐波相位也相反, 而偶次谐波分量的相位却相同。因为倍频器输出电压是两集电极电流在谐振回路中产生的电压差, 所以两集电极中同相位的偶次谐波电压互相抵消, 而只有奇次谐波电压作为输出, 因而这种倍频器也称谓“奇次倍频器”。

如果将图 5 中两集电极直接接在一起, 而后接到谐振回路的一端, 谐振回路的另一端接电源, 这便组成“偶次倍频器”。

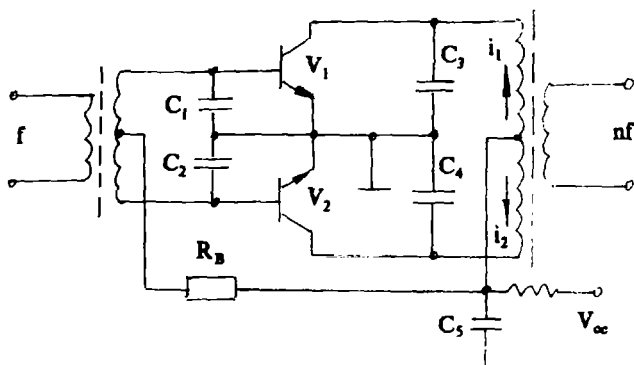


图 5

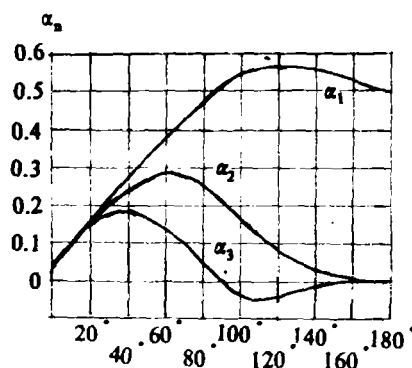


图 6

## 4 提高倍频器激励信号中的谐波分量

4.1 在具有较大的激励信号的情况下, 应采用晶体管 C 类倍频器。因这种倍频器不仅具有较高的效率, 而且晶体管的导通角小, 使基极电流中谐波分量的幅值比 B 类及 AB 类都大。

根据前边利用富氏级数对  $i_c(\omega t)$  脉冲电流展开, 可求得各谐波分量最大值时最佳导通角公式

$$\theta_{opt} \approx \frac{120^\circ}{n}$$

式中  $120^\circ$  是基波最大值时的导通角度。n—谐波次数。由上式可知, 只要选择合适的晶体管的导通角, 便能获得某次谐波的最大值。图 6 所示, 二次谐波最大值时对应的导通角是  $60^\circ$ 。三次谐波最大值时对应的导通角是  $40^\circ$ 。只要导通角选为  $60^\circ$  或  $40^\circ$  时, 就能获得二倍频或三倍频的最大输出。

4.2 晶体管参量倍频器, 在激励信号足够大的情况下, 适当加大  $|v_{bc}|$  的值, 可使集电极电流波形更加歪斜。根据公式

$$i = c_{bc} \frac{du_{bc}}{dt}$$

的关系可知, 歪斜的程度是原来变化率小的部分更小, 原来变化率大的部分更大, 这样就增大了集电极电流的内含谐波分量。

## 5 输入、输出回路应与倍频器匹配耦合

匹配耦合回路不仅具有阻抗变换作用, 而且还担负着抑制无用谐波及其它杂波分量的作用。若输入、输出回路与倍频器之间匹配耦合不当, 会影响倍频器输出波形的效果。特别是在高频电路中, 倍频器的负载与倍频器匹配不当, 会严重地影响输出波形。

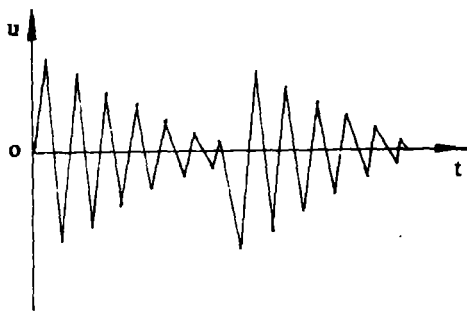


图 7

图7所示的是因输出回路不匹配,造成倍频器的一部分能量传给负载,而另一部分能量则又反射回晶体管中,返回的这部分能量的波形与晶体管的输入波形正好处于相反的相位,于是二者波形叠加在一起,作为倍频器新的能量再输出,这样反复进行的结果,就形成衰减的振荡波形。当然只要调整耦合电容的大小和改变线圈的接法,就能够消除这种现象。

输入回路主要是提供激励信号,激励信号的幅度、波形与倍频器的输出波形极为密切,因此,在实际电路中必须认真反复调整、选择最佳的匹配耦合电路。

总之,在高频电路中,要提高晶体管倍频器抑制基波及低次谐波的能力,除应采取必要的措施外,还必须在实际电路中经过反复调整,使输入回路,晶体管工作状态,谐振回路,输出回路及负载之间有机的配合。这样,才能达到良好的波形和较大能量的输出。

### 参 考 文 献

- (1) k.k.Clarke and D.T.Hess.Communication Circuits Analysis and Design.Addison-Wesley.Reading, Mass, 1971
- (2) 费元春编著.固态倍频.高等教育出版社 1985.
- (3) 谢沅清, 籍义忠编著.晶体管高频电路, 人民邮电出版社, 1980
- (4) (日) 入江俊照, 藤江明雄, 山根博基著.高频大功率晶体管.国防工业出版社, 1976
- (5) 王保华, 周志畅编.调频无线电技术.上海科学技术出版社, 1984
- (6) 俞锡良编著.调频收音机原理与制作.人民邮电出版社, 1987

## The Suppression of Fundamental Harmonic and Low-frequency Harmonic in Transistor Doubler

Shi Yufa Jia Gengxin Miao Lingguang  
(Zhengzhou Institute of Technology)

**Abstract:** Transistor doubler is the circuit being used to get high stability, wide frequency deviation and high frequency in wireless technology. During the doubling, the high amplitude fundamental harmonic or low-frequency harmonic will disturb the wave outputted severely. This article is intended on analysing some methods on this subject by way of combining theory with practice, i. e. the method adopted on suppressing effectively the fundamental harmonic and low-frequency harmonic to improve the selectivity; using idle circuit; selecting odd (even) frequency doubler; increasing the amount of harmonic in drive signal and the method in opt-out opt circuit matching, etc.

**Keywords:** doubler, suppression, selectivity, idle circuit.