

高等学校试用教材

电子线路

第四册

南京工学院无线电工程系
《电子线路》编写组编

人民邮电出版社

本书是按一九七七年高等学校工科基础课电工、无线电教材编写会议“电子线路”小组讨论修订的“电子线路”教材编写大纲编写的,可作为高等院校无线电技术类试用教材。

全书共分五册。本册介绍了振幅调制及解调、角度调制及解调、混频、倍频、分频等基本频率变换电路的工作原理、性能指标和设计原则。并简要地讨论了参量电路和反馈控制电路的基本物理过程及其分析方法。

本册着重说明非线性器件的频率变换作用和实现各种频率变换的基本方法。对于频率变换电路的分析方法也有所加强。

本书可供从事无线电技术工作的工人和技术人员参考。

本书责任编辑 李永和。

高等学校试用教材

电 子 线 路

第 四 册

南京工学院无线电工程系

《电子线路》编写组编

*

人民邮电出版社出版

新华书店北京发行所发行

上海商务印刷厂印装

*

开本 787×1092 1/32 印张 14 10/16 字数 352,000

1979年11月第1版 1980年5月第1次印刷

印数 1—36,000

书号 15012·0216 定价 1.20 元

第四册 目 录

第五篇 频率变换电路

第十五章 振幅调制及解调电路

内容提要	1
§ 15-1 非线性器件的频率变换作用及其分析方法	3
15-1-1 非线性器件的频率变换作用	3
15-1-2 频率变换电路的分析方法	10
§ 15-2 振幅调制的方法	17
15-2-1 调幅波的频谱和功率	17
15-2-2 双边带调制和单边带调制	19
15-2-3 高电平振幅调制和低电平振幅调制	23
§ 15-3 低电平振幅调制电路	24
15-3-1 二极管调制电路	24
15-3-2 差分对调制电路	40
*15-3-3 场效应管调制电路	44
§ 15-4 高电平振幅调制电路	47
15-4-1 基极调幅	48
15-4-2 集电极调幅和双重调幅	55
§ 15-5 脉冲信号的振幅调制和振幅键控电路	60
15-5-1 脉冲信号的振幅调制	60
15-5-2 振幅键控电路	62
§ 15-6 振幅调制波的解调方法	63
15-6-1 包络检波	64
15-6-2 同步检波	69
§ 15-7 平均包络检波电路	74
15-7-1 三极管平均包络检波电路	74
15-7-2 由集成运算放大器构成的平均包络检波电路	77
§ 15-8 二极管峰值包络检波电路	79
15-8-1 二极管检波电路的物理过程	79

15-8-2	二极管检波电路的主要性能分析	82
15-8-3	并联二极管检波电路	97
15-8-4	输入阻抗对前级电路的影响	98
15-8-5	二极管检波器的实际电路举例及设计考虑	101
§ 15-9	脉冲检波电路	105
*§ 15-10	同步检波电路中参考信号不同步引起的失真	108
附录一	电流波形分解系数表	112
附录二	两个高频信号迭加的一般规律	113
复习思考题		122
参考文献		124

第十六章 角度调制及解调电路

内容提要	125
§ 16-1 角度调制的方法	125
16-1-1 调频波和调相波	125
16-1-2 频率调制的方法	130
§ 16-2 直接调频电路	135
16-2-1 利用变容二极管对 LC 振荡器直接调频的电路	135
*16-2-2 利用可控恒流源对张弛振荡器直接调频的电路	145
16-2-3 对晶体振荡器直接调频的电路	158
§ 16-3 间接调频电路	159
16-3-1 变容二极管调相电路	159
16-3-2 脉冲调相电路	162
16-3-3 间接调频发射机提高频偏的方法	164
§ 16-4 频率键控和相位键控电路	167
§ 16-5 角度调制波的解调方法	169
16-5-1 相位检波	169
16-5-2 频率检波	175
§ 16-6 耦合回路相位鉴频电路	193
16-6-1 基本电路和鉴频工作过程	193
*16-6-2 鉴频性能分析	203
16-6-3 其他常用的耦合回路相位鉴频电路	208
§ 16-7 比例鉴频电路	211
16-7-1 基本电路和鉴频工作过程	211

16-7-2 抑制寄生调幅的原理	214
16-7-3 实用的比例鉴频电路	219
*§ 16-8 鉴频器的鉴频特性调整及其侧峰响应	220
16-8-1 鉴频特性曲线的调整	220
16-8-2 鉴频器的侧峰响应	222
§ 16-9 振幅限幅电路	227
16-9-1 振幅限幅电路的作用和基本要求	227
16-9-2 单三极管限幅电路	229
16-9-3 双三极管限幅电路	230
16-9-4 双二极管限幅电路	232
复习思考题	235
参考文献	236

第十七章 混频、倍频和分频电路

内容提要	237
§ 17-1 概述	237
§ 17-2 实现混频的方法	240
17-2-1 混频器的组成	240
17-2-2 混频方法	242
17-2-3 变频跨导的概念	247
§ 17-3 半导体三极管混频电路	251
17-3-1 半导体三极管混频电路的分析	251
17-3-2 半导体三极管混频器的实际电路	257
17-3-3 设计关键及其考虑	261
§ 17-4 场效应管和差分对混频电路	264
17-4-1 场效应管混频电路	264
17-4-2 差分对混频电路	265
§ 17-5 二极管混频电路	267
17-5-1 二极管混频电路的分析	267
17-5-2 二极管混频器中的镜频回收	273
17-5-3 二极管寄生参量对变频损耗的影响	277
§ 17-6 混频器的组合频率分量及干扰	278
17-6-1 组合频率分量及其特点	278
17-6-2 干扰哨声	280
17-6-3 寄生通道干扰	282

17-6-4 减小干扰哨声和寄生通道干扰的措施	284
§ 17-7 谐振放大器和混频器中的非线性失真	288
17-7-1 非线性失真概述	288
17-7-2 非线性失真的基本分析	290
17-7-3 小信号谐振放大器和混频器中减小非线性失真问题	299
17-7-4 谐振功率放大器的线性问题	300
§ 17-8 半导体三极管倍频电路	303
17-8-1 倍频原理	303
17-8-2 工作状态的选择	304
17-8-3 输出回路的滤波作用	305
17-8-4 抵消不需要电流分量的倍频电路	308
§ 17-9 正弦分频电路	311
17-9-1 占据分频	311
17-9-2 再生分频	313
附录 肖特基表面势垒二极管	315
复习思考题	319
参考文献	320

第十八章 参量电路

内容提要	321
§ 18-1 非线性电容的换能原理	322
18-1-1 非线性电容换能的基本物理过程	323
18-1-2 非线性电容中能量的分配关系(门雷-罗威关系式)	326
§ 18-2 参量混频电路	331
18-2-1 变容管在泵浦源作用下的基本特性	332
18-2-2 上边带上混频器性能分析	338
18-2-3 参量混频器基本电路	344
§ 18-3 参量倍频电路	347
18-3-1 参量倍频原理	347
18-3-2 倍频器性能分析	351
18-3-3 参量倍频器基本电路	361
*§ 18-4 非线性电路分析方法小结	366
18-4-1 非线性电路分析方法的基本特点	366
18-4-2 非线性电路的近似分析方法	369
18-4-3 非线性器件特性的近似解析表示	373

复习思考题	374
参考文献	375

第十九章 反馈控制电路

内容提要	376
§ 19-1 概述	376
§ 19-2 锁相环路的基本原理	380
19-2-1 基本工作过程	381
19-2-2 基本环路方程和相位模型	383
§ 19-3 锁相环路的线性分析	386
19-3-1 线性化环路方程	386
19-3-2 环路传递函数	387
19-3-3 稳态相位误差	394
19-3-4 暂态相位误差	398
19-3-5 环路的稳定性	399
19-3-6 噪声和干扰对环路性能的影响	407
§ 19-4 锁相环路的同步与捕捉	413
19-4-1 一阶环路的同步与捕捉	413
*19-4-2 采用理想积分滤波器的二阶环路的同步与捕捉	417
*19-4-3 采用无源比例积分滤波器的二阶环路的同步与捕捉	422
§ 19-5 锁相环路的应用	424
19-5-1 锁相倍频、分频和混频电路	425
19-5-2 锁相解调电路	430
19-5-3 锁相接收机	433
§ 19-6 频率反馈电路	434
19-6-1 基本工作原理	434
19-6-2 跟踪特性和捕捉特性	439
19-6-3 频率反馈电路的应用	442
§ 19-7 自动电平控制电路	446
19-7-1 基本工作原理	447
19-7-2 环路对输入高频信号振幅和可控增益放大器增益变化的抑制能力	449
19-7-3 自动增益控制电路和包络负反馈电路	450
复习思考题	453
参考文献	454
第四册 名词索引	455

第五篇 频率变换电路

第十五章 振幅调制及解调电路

内 容 提 要

本章在讨论振幅调制及解调电路之前, 首先讨论非线性器件的频率变换作用及其分析方法, 作为本篇分析各种频率变换电路的基础。

在讨论振幅调制及解调电路时, 针对三种振幅调制信号(普通调幅信号、抑制载频的双边带信号和单边带信号)扼要地全面介绍低电平调制与高电平调制及包络检波(平均包络检波和峰值包络检波)与同步检波的工作原理和实现方法。

关于调制电路方面, 着重介绍二极管和差分对低电平调制器电路, 提高调制线性的分析及抑制载波的原理与方法; 并进一步讨论了平衡调制器电路和环形调制器电路减少组合频率分量问题。

关于解调电路方面, 着重讨论二极管峰值包络检波电路的物理过程, 分析大信号检波和小信号检波的解调性能, 并指出大信号检波电路减小失真、提高检波效率的设计原则。

此外, 还讨论了高电平调制电路中被调放大器的功率与效率, 以及同步检波电路中参考信号不同步引起的解调失真问题。

附录中还分析了两个高频信号的迭加规律。

在《电路、信号及系统》课程中已经指出: 为了利用电磁波来传送信号, 在发送端必须用原始信号(又称为调制信号)去控制等幅的高频电振荡的某一参数。这种控制过程称为调制。如果用调制信号去控制高频振荡的振幅, 使得振幅不再是常数而是按调制信号的规律在变化, 这种调变振幅的过程称为振幅调制, 简称调幅。如果调变的是高频振荡的频率或者初相位, 则分别称为频率调制或相位调制, 简称调频或调相。调频和调相都表现为总相角受到调变, 所以统称为角度调制, 简称为调角。

经过调制后的高频电波称为已调波。按照所采用的调制方式, 已调波分为调幅波、调频波和调相波。在《电路、信号及系统》课程中已经讨论了上述已调波的频谱。我们知道, 已调波的频谱不等于原来载波频谱和调制信号频谱的迭加, 而是出现了很多新的频率分量, 这些新的频率分量是原来载波频率和调制信号各频率分量按一定的规律组合产生的。这种产生新的频率分量的过程称为频率变换的过程。所以调制的过程是一种频率变换的过程。

在接收端从高频已调波中恢复出调制信号的过程称为解调。如前所述, 调制信号的频谱和已调波的频谱是不同的, 所以解调的过程也是一种频率变换的过程。

在无线电设备中, 还经常需要实现两个频率相加或相减。例如在超外差式收音机中, 利用本机振荡频率和所接收的已调波载波频率相减(或相加)来产生固定的中频。这种频率的相加或相减称为混频。此外, 在无线电设备中经常需要把某一频率乘或除某整数, 亦即使某一频率增加或减小某一整数倍。这种过程称为倍频和分频。显然, 混频、倍频和分频的过程也是一种频率变换的过程。

本篇将讨论实现调制、解调、混频、倍频和分频的电路原理。

由于上述过程按其本质来看都是频率变换的过程,因此,这些电路统称为频率变换电路。

显然,应用线性非时变系统是不可能实现频率变换的,因为这种系统的响应不可能包含不同于输入信号中的频率分量。实现频率变换必须采用具有非线性器件的电路,或者采用时变线性系统。后者通常也是利用非线性元件来实现参数的时变作用。所以,在介绍各种频率变换电路的原理之前,有必要先讨论非线性器件的频率变换作用及其分析方法。

§ 15-1 非线性器件的频率变换作用及其分析方法

15-1-1 非线性器件的频率变换作用

为了说明非线性器件的频率变换作用,通常把非线性器件的伏安特性 $i=f(u)$ 展开为泰勒级数,也就是以幂级数的形式来表示非线性器件的伏安特性,当在 $u=0$ 上展开时,可得

$$\begin{aligned} i=f(u) &= f(0) + f'(0)u + \frac{f''(0)}{2!}u^2 + \frac{f'''(0)}{3!}u^3 + \dots \\ &= a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3 + \dots \end{aligned} \quad (15-1-1)$$

式中, $a_0=f(0)$; $a_1=f'(0)$; $a_2=f''(0)/2!$; $a_3=f'''(0)/3!$ 分别为级数展开式中各项系数。

一、单一余弦电压作用下的频率变换作用

我们首先讨论一种最简单的情况,即外加电压是单一的余弦波,并忽略负载电压的反作用,所以①

$$u = U_m \cos \omega t$$

代入式(15-1-1)得到通过非线性器件的电流

① 在本篇各章中,为了讨论方便起见,凡是不会与包含直流分量的瞬时值混淆的地方,正弦交流电压和电流都不加“~”的符号,而直接用 u 和 i 表示。

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 U_m \cos \omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_m^3 \cos^3 \omega t \\ & + a_4 U_m^4 \cos^4 \omega t + \dots \end{aligned} \quad (15-1-2)$$

利用下列三角公式

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t)$$

$$\cos^3 \omega t = \frac{1}{4}(3 \cos \omega t + \cos 3\omega t)$$

$$\cos^4 \omega t = \frac{1}{4}\left(\frac{3}{2} + 2 \cos 2\omega t + \frac{1}{2} \cos 4\omega t\right)$$

式(15-1-2)可写成

$$\begin{aligned} i = & \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{3}{8} a_4 U_m^4 + \dots\right) \\ & + \left(a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \dots\right) \cos \omega t \\ & + \left(\frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{1}{2} a_4 U_m^4 + \dots\right) \cos 2\omega t \\ & + \left(\frac{1}{4} a_3 U_m^3 + \dots\right) \cos 3\omega t \\ & + \left(\frac{1}{8} a_4 U_m^4 + \dots\right) \cos 4\omega t + \dots \\ = & A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + A_3 \cos 3\omega t \\ & + A_4 \cos 4\omega t + \dots \end{aligned} \quad (15-1-3)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{3}{8} a_4 U_m^4 + \dots \\ A_1 &= a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 + \dots \\ A_2 &= \frac{1}{2} a_2 U_m^2 + \frac{1}{2} a_4 U_m^4 + \dots \\ A_3 &= \frac{1}{4} a_3 U_m^3 + \dots \\ A_4 &= \frac{1}{8} a_4 U_m^4 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (15-1-4)$$

从式(15-1-3)看出，通过非线性器件的电流不仅有外加电压的频率分量，还有直流、二次谐波、三次谐波以及高次谐波分量。这就说明当余弦波(或正弦波)作用在非线性器件时就会产生新的频率分量，从而实现频率变换。再从式(15-1-4)可以看到，直流分量 A_0 是由起始项 a_0 和各偶次项 a_2 、 a_4 、 $\dots$ 产生的；基波分量是由各奇次项产生的；二次谐波是由二次及其以上的偶次项产生的；三次谐波是由三次及其以上的奇次项产生的；四次谐波是由四次及其以上的偶次项产生的。

图 15-1-1 表示在余弦电压作用下非线性器件输出电流中的各种分量。既然非线性器件能产生如此多的频率分量，我们就可以利用滤波器取出所需的频率分量，实现各种不同的频率变换。例如，取出直流分量可以实现整流和检波^①，取出二次谐波分量可以实现二倍频等。

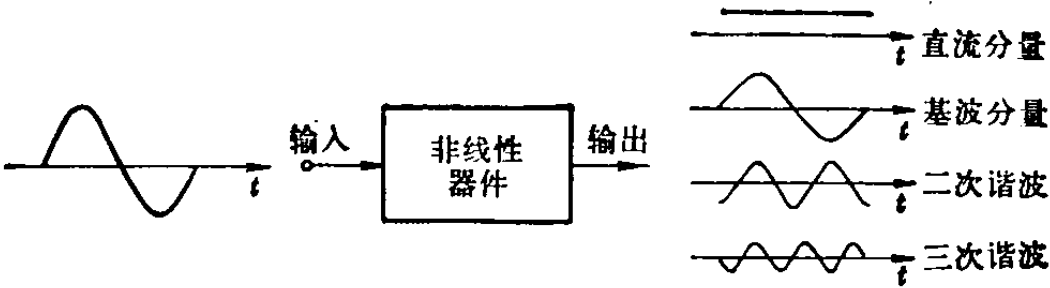


图 15-1-1 余弦电压作用下非线性器件
输出电流中的各种分量

非线性器件的上述现象，我们在功率放大器中已作过分析。但是在非谐振功率放大器中，谐波电流通过负载就表明放大器产生非线性失真。而在谐振功率放大器中我们只需要取出基波分量。所以，在放大器中，非线性器件的频率变换作用是有害的，或者是不需要的。相反地，在频率变换电路中，非线性器件的频率变

① 如果忽略三次以上的高次项，式(15-1-4)中的 A_0 就正比于 U_m^2 ，如果输入信号是调幅波，即 U_m 随原始信号规律变化，则取出的“直流”分量与原始信号电压的平方成正比，这种检波称为平方律检波。

换作用却是有益的,是可以加以利用的。

二、两个不同频率余弦电压作用下的频率变换作用

我们进一步来讨论外加电压是两个不同频率的余弦波时非线性器件的频率变换作用。同样忽略负载电压的反作用,所以

$$u = u_1 + u_2 = U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t$$

代入式(15-1-1)得

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t) \\ &\quad + a_2(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)^2 \\ &\quad + a_3(U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t)^3 + \dots \\ &= \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_{1m}^2 + \frac{1}{2} a_2 U_{2m}^2 + \dots \right) \\ &\quad + \left(a_1 U_{1m} + \frac{3}{2} a_3 U_{1m} U_{2m}^2 + \frac{3}{4} a_3 U_{1m}^3 + \dots \right) \cos \omega_1 t \\ &\quad + \left(a_1 U_{2m} + \frac{3}{2} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \frac{3}{4} a_3 U_{2m}^3 + \dots \right) \cos \omega_2 t \\ &\quad + \left(\frac{1}{2} a_2 U_{1m}^2 + \dots \right) \cos 2\omega_1 t + \left(\frac{1}{2} a_2 U_{2m}^2 + \dots \right) \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + (a_2 U_{1m} U_{2m} + \dots) \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad + (a_2 U_{1m} U_{2m} + \dots) \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ &\quad + \left(\frac{1}{4} a_3 U_{1m}^3 + \dots \right) \cos 3\omega_1 t + \left(\frac{1}{4} a_3 U_{2m}^3 + \dots \right) \cos 3\omega_2 t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m} U_{2m}^2 + \dots \right) \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m} U_{2m}^2 + \dots \right) \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \dots \right) \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \dots \right) \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \dots \quad (15-1-5) \end{aligned}$$

从上式可以看出,当非线性器件输入电压有两个频率分量时,其输出电流中除了有直流分量,两个频率的基波分量和谐波分量外,还

产生了许多和频及差频分量。即：由一次项产生两个频率的基波分量；由二次项产生两个频率的二次谐波分量和角频率为 $\omega_1 \pm \omega_2$ 的分量；由三次项产生两个频率的三次谐波分量和角频率为 $\omega_1 \pm 2\omega_2$ 、 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 的分量。高次项还将产生更多的频率分量。所有这些分量统称为组合频率分量，可概括地由下式表示：

$$f = |\pm pf_1 \pm qf_2| \quad p, q = 0, 1, 2, \dots \quad (15-1-6)$$

并且可以指出如下的规律：在 n 次方项所产生的组合频率分量中，当 n 为偶数时， $p+q$ 也是偶数；当 n 为奇数时， $p+q$ 也是奇数，而且 $p+q$ 的最大值不超过 n 。

当 f_1 和 f_2 是比较接近的高频时，非线性器件的输出频谱如图 15-1-2 所示。如果用滤波器取出 $(f_1 - f_2)$ 或 $(f_1 + f_2)$ 就能实现混频，即实现频率相减或相加的变换作用。

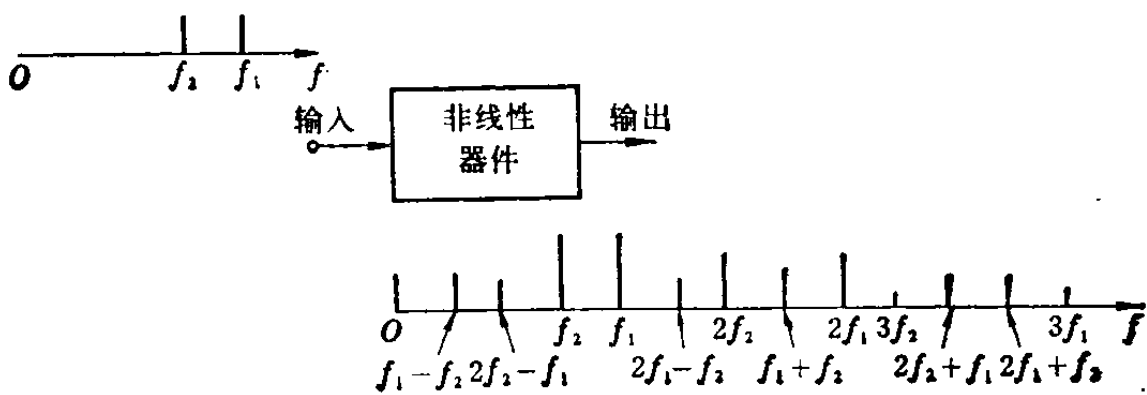


图 15-1-2 非线性器件在两个频率比较接近的高频电压作用下输出的频谱

如果 f_1 和 f_2 相差比较大，例如 f_1 为高频， f_2 为音频 F ，那么非线性器件的输出频谱将如图 15-1-3 所示。我们发现输出的各频率分量集中在低频和集中在高频各次谐波附近的范围内。显然采用中心频率为 f_1 ，通频带为 $2F$ 的谐振回路把 f_1 分量和 $f_1 \pm F$ 分量一起取出来，就得到了调制频率为 F ，载波频率为 f_1 的调幅波。所以，从非线性器件的频率变换作用的角度来看，混频和调幅

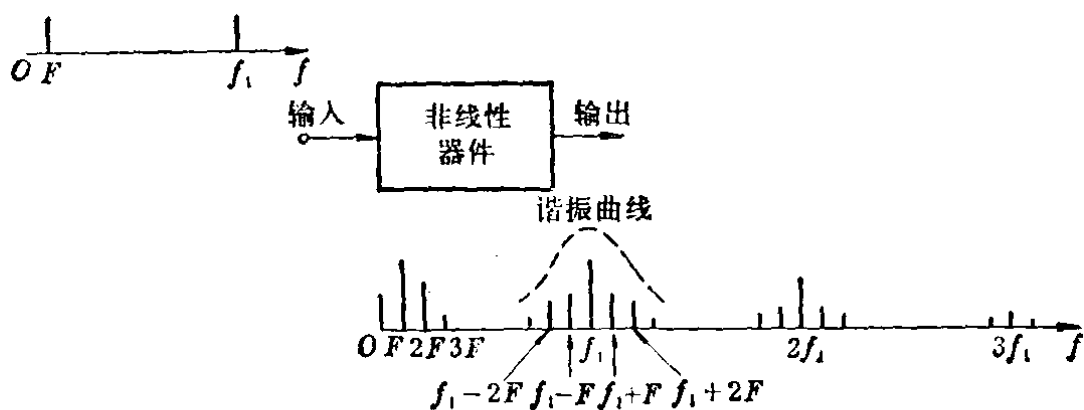


图 15-1-3 非线性器件在两个频率相差较大的电压作用下输出的频谱

是一致的,混频可以看成是选取调幅波的某一旁频,而调幅则是把差频分量与和频分量以及载波一起取出来。

因为两个余弦波同时作用在非线性器件上时,在输出电流中包含有和频及差频分量,所以它输出的频谱不等于两个余弦波单独作用在非线性器件时两个输出频谱的迭加。迭加定理不能用来分析非线性器件,这是非线性器件和线性器件在分析方法上的区别。

三、非线性系统等效为线性时变系统

如果在两个正弦信号中, u_2 的振幅很小,包含 u_2 二次方及其以上各项可以忽略,则对 u_2 来说可以把非线性电路看成是参数受 u_1 控制的线性时变系统。现说明如下:当 $u = u_1 + u_2$ 时,代入式(15-1-1)得

$$\begin{aligned}
 i &= f(u) = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 + a_3(u_1 + u_2)^3 + \cdots \\
 &= a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1^2 + 2u_1u_2 + u_2^2) \\
 &\quad + a_3(u_1^3 + 3u_1^2u_2 + 3u_1u_2^2 + u_2^3) + \cdots \\
 &= (a_0 + a_1u_1 + a_2u_1^2 + a_3u_1^3 + \cdots) + u_2(a_1 + 2a_2u_1 + 3a_3u_1^2 + \cdots) \\
 &\quad + u_2^2(a_2 + 3a_3u_1 + \cdots) + \cdots
 \end{aligned}$$

由于

$$\begin{aligned}
 a_0 + a_1u_1 + a_2u_1^2 + a_3u_1^3 + \cdots &= f(u) \big|_{u=u_1} \\
 a_1 + 2a_2u_1 + 3a_3u_1^2 + \cdots &= f'(u) \big|_{u=u_1}
 \end{aligned}$$

$$a_2 + 3a_3u_1 + \dots = \left. \frac{f''(u)}{2!} \right|_{u=u_1}$$

所以

$$i = f(u) = f(u) \big|_{u=u_1} + f'(u) \big|_{u=u_1} \cdot u_2 + \frac{f''(u)}{2!} \big|_{u=u_1} \cdot u_2^2 + \dots \quad (15-1-7)$$

上式是 $i = f(u)$ 在 $u = u_1$ 上展开的泰勒级数。当 u_2 很小, u_2 的二次方及其以上各项忽略时可得

$$i = f(u) \big|_{u=u_1} + f'(u) \big|_{u=u_1} \cdot u_2 = f(u_1) + f'(u_1)u_2 \quad (15-1-8)$$

式中第一项是 u_1 单独作用于非线性器件所产生的电流, 它不包含和频及差频分量; $f'(u_1) = \left. \frac{di}{du} \right|_{u=u_1} = g(u_1)$ 是非线性器件在 $u = u_1$ 时的小信号交流电导, 所以第二项是 u_2 作用在小信号电导 $g(u_1)$ 上所产生的电流。由于

$$\begin{aligned} u_2 f'(u_1) &= a_1 u_2 + 2a_2 u_1 u_2 + 3a_3 u_1^2 u_2 + \dots \\ &= a_1 U_{2m} \cos \omega_2 t + 2a_2 U_{1m} U_{2m} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \\ &\quad + 3a_3 U_{1m}^2 U_{2m} \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + \dots \\ &= \left(a_1 U_{2m} + \frac{3}{2} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \dots \right) \cos \omega_2 t \\ &\quad + (a_2 U_{1m} U_{2m} + \dots) \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\ &\quad + (a_2 U_{1m} U_{2m} + \dots) \cos(\omega_1 + \omega_2) t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \dots \right) \cos(\omega_2 - 2\omega_1) t \\ &\quad + \left(\frac{3}{4} a_3 U_{1m}^2 U_{2m} + \dots \right) \cos(\omega_2 + 2\omega_1) t + \dots \quad (15-1-9) \end{aligned}$$

所以, 实现调幅和混频所需的和频及差频分量就是由这一项产生的。这些组合频率分量可以概括地由下式表示:

$$f = |\pm p f_1 \pm f_2| \quad (15-1-10)$$

比较式(15-1-6)和式(15-1-10)可以看到, 当 u_2 振幅很小时, 不存在 q 大于 1 的组合频率分量, 以后将会说明这对于调幅和混频都

是有利的。

在调幅和混频电路中，我们所关心的是式(15-1-8)中的第二项，这时非线性器件对于信号 u_2 表现出一个时变的线性电导。因为它随 u_1 变化，即随时间在变化，所以说是时变的；又因为它不是信号 u_2 的函数，和一般线性元件的参数不随信号电压变化是一样的，所以说是线性的。

上述分析表明：

1) 当两个信号作用在非线性器件上，而其中一个振幅很小时，可以把这个非线性系统等效为一个线性时变系统。振幅小的信号是这个系统的输入信号，而电路参数的时变作用是受另一个信号控制的。

2) 除了非线性系统可以实现频率变换作用外，线性时变系统也可以实现频率变换作用。在第六章所介绍的调制式直流放大器就是依靠开关式的调制器把缓慢变化的信号变换成振幅与信号成正比的交流信号，又通过开关式的解调器恢复出缓慢变化的信号来。其中开关式的调制器和解调器都是线性时变元件，它完成振幅调制和解调的作用。这种调制开关在载波频率很低时可以采用机械振动子，在载波频率较高时必须采用非线性器件。

15-1-2 频率变换电路的分析方法

如前所述，频率变换电路是一个非线性系统或者是一个线性时变系统。当考虑负载电压的反作用时，特别当负载是含有电抗元件的滤波器时，频率变换电路的分析是比较复杂的。为简化分析，在许多场合可以忽略负载电压的反作用。例如当半导体三极管工作在放大区时，忽略集电极电压对集电极电流的反作用。如果必须考虑负载电压的反作用，则通常近似地认为滤波器具有理想的滤波性能，只有通频带范围内的电流分量在滤波器上产生输