

一种变频电路的研究*

凌荣堂

(中国科学院电子学研究所)

提 要

我们研究了一种效率高、结构简单可靠、频率可调范围宽的非线性电路。建立了在该电路中(交流和饱和状态运用)以铁氧体作为非线性电感的数学模型。从实验着手,借助于计算机辅助分析,探讨了该非线性电路的变频特性、倍频极限和功率输出。最后把计算机的计算结果与实验结果进行了比较。

一、引 言

铁氧体在各个领域中的应用越来越广泛,当前它在固体电子学领域中所起的重要作用已仅次于半导体。但是,对于铁氧体在低频下,特别是在饱和状态下运用时的特性却研究得很少。最近有人提出用铁氧体作为非线性电感在饱和状态下运用以实现变频功能的新电路^[1]。这种电路具有输出频率可改变5—10几倍频,而输出功率几乎不变的特性,并具有结构简单、可靠性好、效率高、频率可调范围宽等优点。它可望在电源、高频加热等方面得到广泛的应用。本文将以实验为基础,借助于计算机辅助分析,对文献[1]提出的非线性电路的频率特性、波形、倍频极限、功率输出和效率等性能作一些探讨。

二、电路描述

典型的非线性电路示于图1。 V_s 为频率为 f 的正弦电压, R_L 为电路的负载电阻, L_6 、 L_7 为两个由铁氧体构成的非线性电感。 L_1 、 L_2 、 L_3 、 C_1 、 C_2 的作用主要是旁路和阻止由非线性电感产生的倍频的高频分量馈入电源。

加在非线性电感两端的电压足以使磁滞回线进入饱和区域。实验发现:(1)适当选择 C_4 、 C_5 、 L_8 和电源电压 V_s ,可在负载电阻上得到5—10几倍频频率的交变电流,输出功率不随倍频数 n 的增加而明显减小;(2)效率高。这是该电路的两个主要特点,也是我

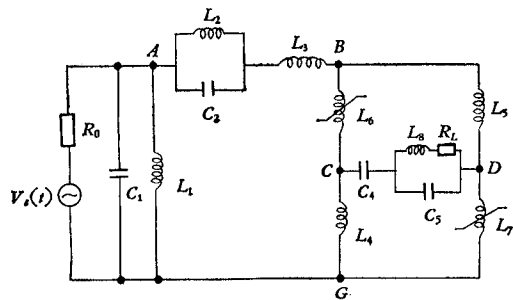


图1 非线性电路

Fig. 1 The nonlinear circuit

* 1980年4月2日收到。

们所感兴趣的。

上述的第一个特点若只用非线性饱和运用(图2)产生的谐波分量来解释是不够的。因为在非线性电感上加一个交变电压时(进入饱和状态),得到的电压波形将如图3(b)所示。由傅里叶频谱分析可知,虽然它的三次谐波分量很丰富,但是它的更高次谐波分量则很小,并且随着谐波次数的上升而迅速下降。这与实验观察到的结果相矛盾。因此只借助于频谱分析是不够的,还必须同时考虑铁氧体本身的某些特征。

下面,我们将用局部磁滞回线的概念来研究这一现象,并用这一概念来建立适用于计算机分析的铁氧体非线性电感的数学模型。

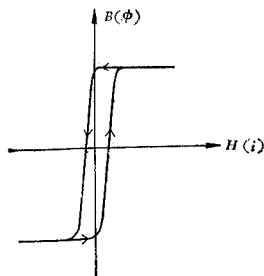


图2 铁氧体的磁滞回线

Fig. 2 The hysteresis loop in ferrites

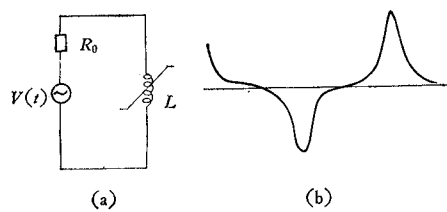


图3 非线性电感上的电压波形

Fig. 3 The voltage wave across the nonlinear inductor

三、变频机理和铁氧体的数学模型

这里,应指出,所有铁磁物质产生磁滞回线的过程都是较灵敏的,即 H 在上升的过程中不应中途下降,因为若在磁化过程进行到某点 P ,但尚未达到 H_m 时就开始使 H 下降,则会进入一个新的如曲线 PQ 所示的过程(图4(a)). 如果此后磁场强度值在 H 与 $H - \Delta H$ 之间不断往返变化,则最后趋近于一个小回线,这就是所谓的局部磁滞回线^[2]。

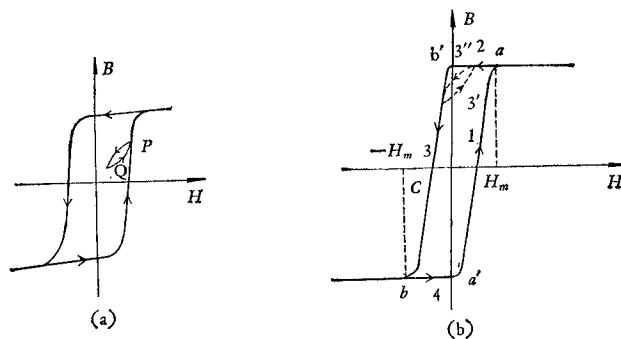


图4 磁滞回线

Fig. 4 The hysteresis loop

图1所示电路的变频机理可粗略地看作是 L_3 右边的串并联谐振回路的振荡作用与铁氧体非线性电感特性(主要是局部磁滞回线特性)相互作用的结果。

具体的过程可以这样来描述：从图 1 和图 4(b)，当电源电压从零开始上升时，铁氧体两端的电压逐渐上升(稳定状态下磁滞回线沿 $a'a$ 方向)，同时 C_4 支路也得到充电。当电压升高到非线性电感进入饱和区时的电压 V_T 时，由于非线性电感骤然变小， L_6 两端的电压 V_{BC} (或 L_7 两端的电压 V_{DG}) 亦骤然下降， C_4 支路中的电容积累的电荷将向非线性电感放电，电流方向与非线性电感上原来电流的方向相反。两电流叠加的结果将导致非线性电感上的电流下降。电流的下降将导致非线性电感又进入非饱和区，从而使非线性电感的电感增大，两端的电压上升。电压的上升又将使电流上升。但此时非线性电感不是沿着 3 路径而是沿 $3'$ 路径进入饱和区。进入饱和区后，由于电感的下降，导致电压下降， C_4 支路又放电，使非线性电感沿 $3''$ 路径返回非饱和区。这样就形成了 $3'-2-3''-3'$ 的局部磁滞回线。这一过程来回重复直到非线性电感两端的外加电压低于 V_T 时便终止。随着外加电压的继续下降，磁滞回线又沿着 3 的路径下降直到 C 点。(上述过程是在正弦波正半周中进行的)当所加电压的后半周从零(即从 C 点开始)向负的方向增高时，又重复上述过程，不过此时是沿 cb 路径。由于在基频一周内局部磁滞回线来回往返，产生了比基频高得多的倍频频率，并且由于振荡中能量不断得到补充，故有较大的功率输出。

基于上述分析，我们建立了适用于计算机分析的非线性电感的数学模型。

在实际应用中，为了减少铁氧体的回路损耗，一般选择窄磁滞回线的铁氧体。这样计算时， $B-H$ 的关系可以近似地用一条折线来表示。当然，为了精确起见，应用窄磁滞回线进行计算，但这样做所得的表达式过于复杂，而在计算效果上实际收益不大。

$B-H$ 曲线如图 5 所示。斜率 P_1 和 P_2 、饱和点 A_s 的电流 I_m 都可用实验确定。在本实验中，上述参数是用交流法测定的。用实验确定局部磁滞回线的斜率是困难的。这里我们近似地假定 $3'$ 路径的斜率 P_3 是一个常数，且 $P_3 = \lambda P_1$ 。 λ 是通过数次计算并与实验相比较而得到的一个系数。

另外，在倍频较高的情况下，要正确反映串并联谐振振荡过程，则要选择很小的步长，这样计算整个周期需要花相当长的时间。为了加速计算过程，且有较好的近似，我们把串并联回路的半个振荡周期作为从饱和区下降到非饱和区的时间，并设步长为 h ，斜率为 P_1 ，串并联回路的振荡频率为 f_{CP} ，则下降到非饱和区的步长数为：

$$n = 2/(f_{CP} \cdot h)$$

于是铁氧体的数学模型可表达为

$$L[I] = \begin{cases} \lambda P_1, & -I_m \leq I \leq I_m; \\ P_2, & I_m < I; \\ P_1, & -I_m < I \leq I_m, \end{cases} \quad (1)$$

且电压从 0 开始上升或下降；

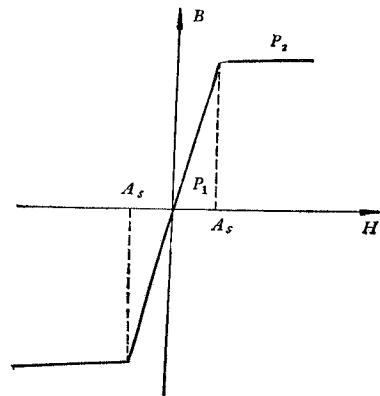


图 5 等效模型

Fig. 5 An equivalent model

式中: I_m 为饱和电流.

四、计算机辅助分析

(一) 方程的建立 本文采用的方法为混合节点法. 此法与状态变量法相比, 具有简洁明了、便于分析的特点. 近来国外编制电路程序广泛采用此法^[3]. 在没有受控源的情况下, 混合节点方程可写为:

$$\begin{bmatrix} G + C \frac{d}{dt} & A_Z & A_E \\ A_Z^T & -R - L \frac{d}{dt} & 0 \\ A_E^T & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_n \\ \mathbf{i}_{BZ} \\ \mathbf{i}_{BE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ 0 \\ \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: G 为电容支路的电导; R 为电感支路的电阻; A_Z 为阻抗支路的系数矩阵; A_E 为独立电压源的系数矩阵; \mathbf{J} 为独立电流源向量; \mathbf{V}_n 为节点电压向量; \mathbf{i}_{BZ} 为电感支路的电流向量; \mathbf{i}_{BE} 为独立电压源的电流向量; \mathbf{E} 为独立电压源向量.

为了便于分析, 我们将独立电压源转化成独立电流源来处理, 于是方程简化为:

$$\begin{bmatrix} G + C \frac{d}{dt} & A_Z \\ A_E^T & -R - L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_n \\ \mathbf{i}_{BZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

于是, 图 1 的非线性电路可以化成如图 6 的等效电路. 而化成计算机求解的具体差分方程(见下页). 式中: L_6, L_7 为铁氧体非线性电感; V^{n+1}, i^{n+1} 为这次欲求的电压和电流值; h 为步长; V_{ik} 为节点 i 与 k 之间的电压; V_i 为节点 i 与地之间的电压 ($i, k = 1, 2, \dots, 6$).

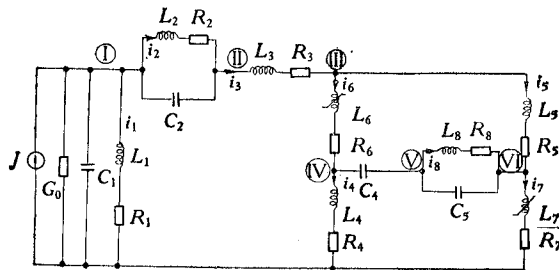


图 6 图 1 的等效电路

Fig. 6 The equivalent circuit of Fig. 1

由于我们对非线性电感采用了分段线性的近似表示, 使计算简化了, 故无须采用欧拉向前、欧拉向后的计算方法, 或者采用其他更精确的计算方法, 例如梯形法或 Gear 法^[4]. 为了提高精度, 求解方程组采用列主元素的 LU 分解法.

(二) 计算结果 从上述粗略的分析可知, 要获得所需的倍频频率, 取决于电源电压和选频回路的谐振频率, 即:

$$W_n = f(V_s, f_{cp}). \quad (5)$$

为了寻求上面两个参量对频率的影响,我们将分别研究上述两个参量的变化对倍频频率和输出功率的影响。

我们用 DJS-6 型计算机进行了计算,计算结果表明,在串并联回路参数一定的情况下, V_s 变化时,倍频频率和功率输出的变化分别如图 7(a) 和 (b) 所示。由图 7 可见,电源电压升高时,倍频频率也升高,但达到某一电压后就不再升高。这一变化规律的主要原因是:电压低时,电压使非线性电感从非饱和区进入饱和区的速率慢,这就使得在局部磁滞回线上往返的次数少,于是倍频频率低,当电压升高时,速率加快,往返次数增加,倍频频率提高。当上升到电路的串并联回路的谐振频率时,倍频频率就不再上升,而保持恒定。

在一定电压下,当选频回路的谐振频率变化时,倍频频率和输出功率的变化分别如图 8(a) 和 (b) 所示。这一结果与文献 [1] 报道的情况基本一致。选频回路谐振频率变化时,倍频频率跟着变化,而输出功率几乎不变。

(三) 实验装置和实验结果 为了证实上述变频机理和计算结果,我们进行了一些实验。

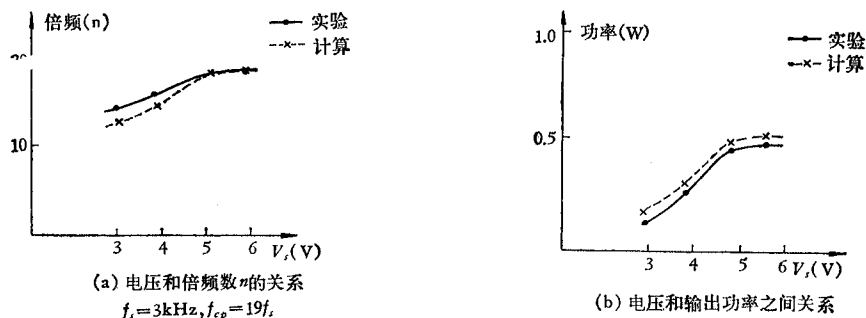
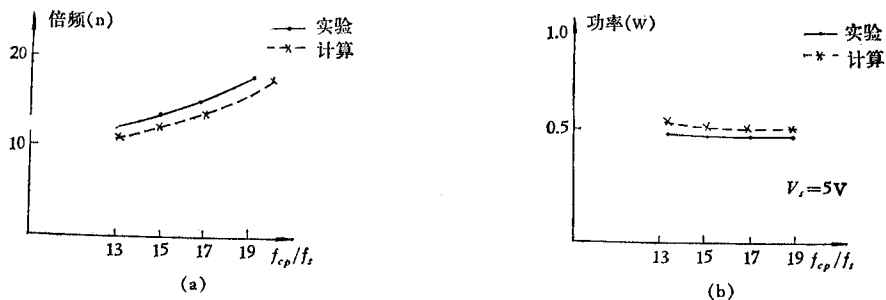


图 7

Fig. 7 (a) Relation between the voltage V_s and the number of frequency multiplication n

(b) Relation between the voltage V_s and the output power w



(a) 串并联谐振回路的谐振频率和倍频数的关系

(b) 串并联谐振回路的谐振频率和功率间的关系

图 8

Fig. 8 (a) Relation between the resonance frequency of series-parallel resonance circuit and the number of frequency multiplication

(b) Relation between the resonance frequency of series-parallel resonance circuit and the output power

由于实验条件的限制,未能使用高电压、大电流的实验装置,而只能使用低电压、小电流的实验装置。我们用 XDI 信号发生器作电源;用 MXO-2000 铁氧体,外径为 10mm,内径为 6mm,高度为 5mm,绕 60 匝线圈;用示波器法(交流法)测定磁滞回线,得到的斜率 $P_1 = 4.0 \times 10^{-4}$, $P_2 = 1.5 \times 10^{-5}$ 。

实验结果也分别画在图 7(a) 和 (b) 和图 8(a) 和 (b) 中。由图可见,实验结果和计算结果基本符合。

五、讨 论

综上所述,以铁氧体作为非线性电感,在特定的电路中,在饱和状态下工作时,可实现变频功能。在一些应用领域中有一定的优越性。现将对该电路中的有关问题作进一步地探讨。

(一) 效率 在要求大功率输出的情况下,如高频加热、电源等,效率是一个很重要的参数,也是一个电路能否有实用价值的尺度。

电路的效率一般可表达为:

$$\eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}} \quad (6)$$

针对本非线性电路,它是一个无源网络,而且仅由电容、电感元件和负载电阻所组成,故其效率可表达为:

$$\eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{输出功率} + (\text{电容漏电阻} + \text{电感线电阻})\text{热耗} + \text{磁滞回线损失} + \text{涡流损失}} \quad (7)$$

电容漏电阻和电感线电阻的热耗、磁滞回线和涡流的损失加起来大约是负载输出功率的 2—3%。因此预计获得 95% 的效率是完全可能的。文献 [1] 报道获得了效率为 90% 左右的功率输出。这与用其它方法实现变频相比有着很大的优越性。例如目前国内普遍使用的有源变频电路,其效率也不过是 50% 左右。

(二) 倍频极限 根据上述分析,实现变频原理主要是由于串并联谐振回路的振荡使铁氧体从饱和区返回非饱和区。所以倍频的极限主要取决于串并联谐振回路在充电时得到的能量能否足以使铁氧体从饱和区返回非饱和区。

文献 [1] 认为倍频数可达到 80 左右,且仍有相当的功率输出。但理由阐述得并不充分。我们认为此值可能偏高,原因是由于在高频下,尽管串并联谐振回路的振荡能量能勉强使铁氧体从饱和区返回非饱和区;但由于对串并联谐振回路充电时间很短,能量得不到足够的补充,这将导致输出功率明显下降,甚至使振荡受到阻尼直至停止。

此外,随着倍频的增高,还会出现热耗增加、效率降低的问题。这主要是由于铁氧体的局部磁滞回线损失增加、线圈的高频辐射损失增加和电容高频损失等增大造成的。所以我们认为,最高倍频的范围在 30—40 倍,比较实用的范围是几—十几倍。

(三) 波形 由图 9 所示的负载电阻上输出的电压波形可以看到,负载上电压波形并不是理想的正弦波,而或多或少地带有基频分量。这是该电路所固有的缺点。对波形要求不严的应用,如高频热处理,这一缺点关系不大,但对于波形有一定要求的应用,显然是一个

较明显的缺点了。如何改善波形的质量是有待进一步探讨的问题。波形问题如能得到解决,则它将会在许多领域得到广泛的应用。

(四) 最佳功率输出 由图 7(b)、图 8(b) 可见,只要选择足够高的电压和合适的串并联

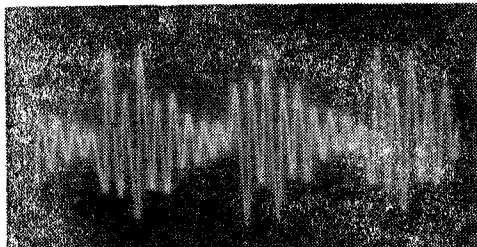


图 9 在负载上的倍频电压波形

Fig. 9 The wave form of the frequency-multiplied voltage on the load

回路,输出功率基本上是恒定的。提高输出功率的主要途径是减少电感的线电阻和电容的漏电阻并且选用磁滞回线尽可能狭长的铁氧体。然而满足这些条件往往与电路制作成本和体积相矛盾,例如减少电感的线电阻势必增大电感的体积和提高电感制作成本。因此,从实用的角度,最佳功率输出应是满足这些条件同电路制作成本及体积之间折衷考虑的结果。

(五) 误差分析 计算机计算的结果和实验测定之间的误差除了与计算方法有关外,主要取决于铁氧体的数学模型。由于铁氧体非线性电感本身的多值性和对外界条件的敏感性,要精确地建立它的数学模型是困难的。目前对于这种非线性处理尚无完善有效的方法。在我们的数学模型中作了一些近似,例如假定局部磁滞回线的斜率是恒定的,即 $P_3 = \lambda P_1$ (实际上它是波动的)。把磁滞回线作折线处理等。这些会在计算中带来误差。在计算中也涉及到串并联回路谐振频率 f_{CP} ,严格地说串并联回路不仅包括 C_4 、 L_8 、 L_5 、 R_8 还应包括 L_4 、 L_5 、 L_6 、 L_7 , 由于 L_6 、 L_7 非线性电感在计算上近似性使计算谐振频率中带来一定的误差。

由图 7 和图 8 可见,误差范围大体为 10% 左右,但总的趋势是一致的。

六、结 束 语

综上所述,以铁氧体作为非线性电感元件,在低频和饱和状态下,在特定的电路中可实现变频功能。计算机辅助分析和实验同时表明实现 5—10 几倍频而输出功率变化不大是完全可行的。本文讨论了该电路的效率、波形和倍频极限等问题。阐述了它具有结构简单、可靠性好、效率高、频率可调范围宽等优点。同时也指出了不足之处和需要进一步探讨的问题。

本项工作曾得到沈光铭先生的多次指导和方永绥等同志的讨论和帮助。在计算过程中得到本所计算机机房同志的大力协助。在此一并表示衷心感谢。

参 考 文 献

- [1] 戴光祖, 非线性网络变频器, 1979 年电路和系统学会年会资料。
- [2] 俞大光, 电工基础(中册), 第 1 版, 人民教育出版社, 1964 年, 第 102 页。
- [3] D. A. Calahan, *Computer-Aided Network Design, Revised Edition, McGraw-Hill, Inc., 1972, p.198.*
- [4] C. W. Gear, *IEEE Trans. on CT, CT-18 (1971), 89.*

INVESTIGATION OF A FREQUENCY CONVERSION CIRCUIT

Ling Rong-tang

(Institute of Electronics, Academia Sinica)

A nonlinear circuit is investigated, which is characterized by high efficiency, simple and reliable construction, and large tuning frequency range. For the circuit operating in AC and saturation condition, a mathematical model of the ferrites as the nonlinear inductance element is built up. Along with the experimental work done on the circuit, the frequency conversion characteristics of the nonlinear circuit, the limit of the frequency multiplication, and the power output are discussed by means of computer-aided analysis. Computed results by computer are compared with the experimental ones.