Electronic Choke Having High Input-Impedance Buffer and Signal Canceller

A. Katsuki, T. Hashimoto, and T. Matsunaga

Faculty of Computer Science and Systems Engineering, Kyushu Inst. of Tech., 680-4 Kawazu, Iizuka-shi, Fukuoka 820-8502, Japan

Communication lines in wire communication systems are usually used as power lines. The AC communication signal and DC supply power are separated at the input part in a powered terminal. Conventional wellknown separators utilize the combined circuits of inductors and capacitors. When the frequency of the signal is at its lowest, the inductance increases, making it necessary to have a large inductor. A conventional electronic choke circuit using transistors has the disadvantage of high power dissipation. Furthermore, the direction of the DC current is limited to unidirectional. Our original communication system consists of powering terminals with low-power DC-DC converters and the terminals they power. The direction of the DC current in the powering terminals is opposite to that in the powered terminals. Therefore, it is preferable to have a bidirectional electronic choke. In this paper, a new low-loss electronic choke with small inductors and amplifiers is proposed. This circuit is composed of a high input-impedance buffer and a signal canceller. Input-impedance and other characteristics are investigated through an experiment and analysis.

Key words: electronic choke, dc-dc converter, power supply, wire communication system, signal canceller, transmitter, receiver, powering terminal, powered terminal

高入力インピーダンス・バッファと信号キャンセラとで構成される電子チョーク

甲木昭彦・橋本泰佑・松永倫明

九州工業大学情報工学部, 福岡県飯塚市川津 680-4 (〒820-8502)

1. まえがき

有線通信システムにおいては, 通信線が電源供給線としても用いられることが多い¹⁾。従来の有線通信システムでは, Fig. 1 に示すように, 端末で消費する全ての電力を主電源から供給する²⁾。主電源が故障した場合や保守作業のために主電源を動作停止させた場合, システム全体がダウンする。予め端末の数を想定して主電源の電力容量を決める必要があり, しかも端末増設時にはシステムダウンを避けるため更に大きな容量の電源と交換しなければならない場合も起こり得る。従って, 信頼度およびアベイラビリティが低く, 保守作業を行いにくい。

このような欠点を解決するために, 筆者らは, Fig.2 に示

すような新方式有線通信システムを提案した³⁾。給電端末に小容量の電源装置を搭載し, これらを並列接続して給電システムを構成する。システム全体の電源容量について供給可能な電力の合計を全消費電力よりも大きく選んで余裕を持たせると, 並列冗長システムを実現できる。少数の給電端末が故障してもシステムダウンに繋がらず, 保守作業時は端末を順次動作停止させることでシステムとして連続運用可能である。端末を増設する場合は, 受電端末の数が増えたと共に給電端末の数を増やせば, 電力不足によるシステムダウンの心配が無くなる。

従来の有線通信システムでは, 主電源の電力容量が大きくなる傾向がある。大容量電源は, 直流出力端子側すなわち通信線側に, リプルを抑制するための大容量コンデンサやノイズを抑制するための高周波特性に優れたコンデンサ

Fig. 1 Conventional wire communication system.

Fig. 2 Proposed wire communication system.

を内蔵している．これらのコンデンサは通信信号に対して極めて低いインピーダンスを示すため，その対策として主電源と通信線との間にチョークコイルが設置される⁴⁾．通信信号の最低周波数が低い場合や電源の直流出力電流が大きい場合は，チョークコイルが大型化するという問題がある．

そこで，チョークコイルを除去することを目的として，電子チョーク回路^{5,6)}が考案された．この回路は，能動状態にあるベース接地トランジスタの出力インピーダンスが高くなることを利用している．しかし，直流電流の向きが一方方向に制限され，また直流電流が大きい場合には電力損が増大するという欠点がある．電子チョーク回路は，端末の入力回路としても有用である．但し，主電源とは直流電流の向きが逆になるため，トランジスタの極性を変更する必要がある．

新方式有線通信システムでは，直流電流の向きが双方向性の電子チョークがあると，給電端末と受電端末とに同一の回路を使うことができ便利である．主電源を除去し，電源を分散化したため，電子チョークを流れる直流電流は小さくなっている．この場合，直流電圧調整は，複数の出力電圧が必要な場合も想定されるので，別に回路を設けて行うほうが合理的である．これらを考慮に入れて，小型のコイルと増幅器とを組み合わせることによって，低電力損

の電子チョークを提案し，動作や特性について既に報告した⁷⁻¹³⁾．これらの回路は，コイルや増幅器の数が少ないなどの特長を有する．

本論文では，小型コイルを用いる電子チョークの利点を生かしつつ設計を容易にすることを目的として，ユニット化した高入力インピーダンス・バッファと信号キャンセラとを縦続接続して電子チョークを構成する方法を，提案する．

2. 通信用端末

端末の構成例とその動作説明図を，給電端末については Fig. 3 に，受電端末については Fig. 4 に示す．給電端末は，商用交流から電源を受け取り通信線に送り出す．これに対し，受電端末は，通信線から電源を受け取る．スイッチは端末の動作状態を切り替えるものであり，“T”は送信を，“R”は受信を表す．“DC”または“AC”と書かれた矢印は，それぞれ直流電源電力供給の向き，交流通信信号伝達の向きを示す．待機状態では，全ての端末は受信状態となり通信信号を待っている．通信を行う際には，一つの端末が送信状態となり，他の端末は受信状態のままである．送信状態の端末は，送信中の信号をその端末の受信器で監視できる．

給電端末，受電端末のいずれも，電子チョークを持って

Fig. 3 Operation of powering terminals.

Fig. 4 Operation of powered terminals.

いる。給電端末では、端子 2-2'間から直流電源電圧を印加して端子 1-1'間から取り出し、同時に端子 1-1'間から交流信号電圧を印加して端子 3-3'間から取り出す。受電端末では、端子 1-1'間に直流電源電圧と交流信号電圧とを重畳して印加して、端子 2-2'間から直流電源電圧を、端子 3-3'間から交流信号電圧を、分離して取り出すことができる。

3. 電子チョーク

提案する電子チョークの基本回路を、Fig. 5 に示す。上側の部分が高入力インピーダンス・バッファであり、下側の部分が信号キャンセラである。直流電流は、端子 1-2 間を双方向に通過できる。インダクタ L_1, L_2 の巻線抵抗を低くすれば、電源電流による電力損を少なくできる。

交流信号に対する回路動作の概略は、次の通りである。増幅器 A_1 の電圧利得 A_1 が 1、増幅器 A_2 の電圧利得 A_2 が -1 であるとする。交流信号に対してコンデンサ C_1, C_2 、

Fig. 5 Basic circuit of new electronic choke.

C_3 および C_4 が十分低いインピーダンスを示すものとする。端子 1-1'間に印加された交流信号電圧は、ブートストラップ効果によってインダクタ L_1 の端子間には現れない。 L_1 に交流電流が流れないので、端子 1-1'から見た電子チョークの（すなわち、高入力インピーダンス・バッファの）入力インピーダンス Z_{in} は、増幅器 A_1 の入力インピーダンスによって決まる。

次に、信号キャンセラにおいては、インダクタ L_2 と L_3 のインピーダンスを等しくする。この場合、端子 2-2'に接続される負荷のインピーダンスにかかわらず、負荷に信号電圧は現れない。通信信号は、端子 3-3'から取り出せる。位相が反転した信号が必要ならば、増幅器 A_2 側から取り出すこともできる。

4. 解析

解析に当たり、Fig. 6 に示す等価回路を用いた。コンデンサ C_1 および C_3 のインピーダンスはそれぞれ増幅器 A_1 、 A_2 の入力インピーダンスに比べて小さく無視できるものとして、簡単のため、これらを 0 とした。

バッファの入力インピーダンス Z_{in} は、増幅器 A_1 の入力インピーダンス Z_{i1} およびインダクタ L_1 側をみたインピーダンス Z_{i3} の並列インピーダンスとなる。従って、Fig. 6 から、次に示す関係式が得られる。

$$Z_{in} = \frac{Z_{i1} Z_{i3}}{Z_{i1} + Z_{i3}} \quad (1)$$

$$Z_{i3} = \frac{1 + (Z_4 + Z_{o1}) \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_{ic}} \right)}{1 - A_1 + \frac{Z_4 + Z_{o1}}{Z_{ic}}} Z_1 \quad (2)$$

ここで、 A_1 は増幅器 A_1 の電圧利得、 Z_{o1} は A_1 の出力インピーダンス、 Z_1 はインダクタ L_1 のインピーダンス、および Z_4 はコンデンサ C_2 を含む帰還回路のインピーダンスである。

信号キャンセラの入力インピーダンス Z_{ic} は、増幅器 A_2 の入力インピーダンス Z_{i2} およびインダクタ L_2 側をみたインピーダンス Z_{i4} の並列インピーダンスとなるから、

$$Z_{ic} = \frac{Z_{i2} Z_{i4}}{Z_{i2} + Z_{i4}} \quad (3)$$

$$Z_{i4} = \frac{1 + (Z_3 + Z_{o2}) \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_L} \right)}{1 - A_2 + \frac{Z_3 + Z_{o2}}{Z_L}} Z_2 \quad (4)$$

ここで、 A_2 は増幅器 A_2 の電圧利得、 Z_{o2} は A_2 の出力インピーダンス、 Z_2 はインダクタ L_2 のインピーダンス、および Z_3 はインダクタ L_3 とコンデンサ C_4 の直列回路を含む帰還回路のインピーダンスである。

信号キャンセラの直流電圧出力端子(端子 2-2')に接続される直流負荷の交流信号に対するインピーダンスを Z_L 、端子間に現れる交流電圧を V_2 とすると、

$$V_2 = \frac{Z_L}{Z_{oc} + Z_L} V_{oc} \quad (5)$$

$$V_{oc} = \frac{1 + \frac{Z_3 + Z_{o2}}{A_2 Z_2}}{1 + \frac{Z_3 + Z_{o2}}{Z_2}} A_2 V_4 \quad (6)$$

$$Z_{oc} = \frac{Z_2 (Z_3 + Z_{o2})}{Z_2 + Z_3 + Z_{o2}} \quad (7)$$

Fig. 6 Equivalent circuit for AC component.

ここで、 V_{oc} および Z_{oc} は、信号キャンセラの出力開放電圧 (Z_L 無限大時の出力電圧) および出力インピーダンスである。

バッファの交流出力電圧 V_3 および信号キャンセラの交流入力電圧 (増幅器 A_2 の入力電圧) V_4 は、次式で与えられる。

$$V_3 = \left\{ 1 - \frac{\left(1 - \frac{1}{A_1} + \frac{Z_1}{Z_{ic}} \right) Z_{o1}}{Z_1 + Z_4 + Z_{o1} + \frac{Z_1(Z_4 + Z_{o1})}{Z_{ic}}} \right\} A_1 V_1 \quad (8)$$

$$V_4 = \frac{Z_{ic}}{Z_{ob} + Z_{ic}} V_{ob} \quad (9)$$

$$V_{ob} = \frac{1 + \frac{Z_4 + Z_{o1}}{A_1 Z_1}}{1 + \frac{Z_4 + Z_{o1}}{Z_1}} A_1 V_1 \quad (10)$$

$$Z_{ob} = \frac{Z_1(Z_4 + Z_{o1})}{Z_1 + Z_4 + Z_{o1}} \quad (11)$$

ここで、 V_1 は端子 1-1' 間の交流入力電圧であり、 V_{ob} および Z_{ob} はバッファの出力開放電圧 (Z_{ic} 無限大時の出力電圧) および出力インピーダンスである。

Fig. 7 は、計算結果のグラフを描くに際して用いた Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 , および Z_L の等価回路である。増幅器の電圧利得 A_1 および A_2 については、これらを一次遅れ特性で近似し、直流電圧利得をそれぞれ $|A_1|_{DC}$, $|A_2|_{DC}$ 、高域遮断周波数をそれぞれ f_{hc1} , f_{hc2} で表すことにする。

5. 入力インピーダンス特性

実験回路を Fig. 8 に示す。信号周波数を f 、交流負荷抵抗を R_L 、直流負荷抵抗を R_{DC} で表している。 V_{in} は直流電源電圧、 I_0 は R_{DC} に流れる電流の直流分である。RFC は高周波用チョークコイル、CH は低周波用チョークコイル、 C_{c1} および C_{c2} は直流を阻止するための結合コンデンサを表す。

入力インピーダンス Z_{in} の大きさ $|Z_{in}|$ について、測定値と計算値を比較したものを、Fig. 9 に示す。測定結果と (1)~(4) 式から求めた計算結果とを比較すると、大体良く一致していることが分かる。

6. 交流電圧減衰特性

端子 1-1' 間に交流電圧 V_1 を印加すると、端子 2-2' に接続された負荷 R_L には、僅かではあるが交流電圧 V_2 が現れる。Fig. 10 に、端子 1-1' から端子 2-2' までの交流電圧減衰特性を示す。 V_2/V_1 は、(5)~(7) および (9)~(11) 式を用いて計算でき

Fig. 7 Equivalent circuits of Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 , and Z_L .

Fig. 8 Experimental circuit.

Fig. 9 Frequency characteristics of Input-impedance Z_{in} .

Fig. 10 AC component reduction ratio from 1-1' to 2-2'.

る．なお、 V_2/V_1 の大きさを Fig. 10 に記載する際には、デシベル表示 G_v を用いた．

提案した電子チョークでは、 L_2 と L_3 によって交流電圧が強制的に打ち消されるため、端子 2-2' にフィルタ用コンデンサを接続しなくても、優れた減衰効果が得られることが分かる．

解析および実験に当たり、使用したパラメータの値は次の通りである． $L_1=L_2=14$ mH, $L_3=16$ mH, $C_2=C_4=1$ μ F, $C_5=C_6=C_7=10$ pF, $R_1=11$ k Ω , $R_2=R_3=2.5$ k Ω , $R_4=51$ Ω , $R_L=230$ Ω , $r_1=r_2=r_3=5$ Ω , $Z_1=200$ k Ω , $Z_2=10$ k Ω , $Z_0=Z_{02}=70$ Ω , $|A_1|_{DC}=1.02$, $|A_2|_{DC}=-1.02$, $f_{hc1}=50$ MHz, $f_{hc2}=10$ MHz, $V_{in}=26$ V, $I_0=0.1$ A．なお、 L_1 , L_2 , および L_3 には、同一サイズのフェライト磁心(幅 13 mm, 高さ 8 mm, 奥行き 12 mm)を用いた．

7. むすび

新しい電子チョークを提案し、入力インピーダンス特性および交流電圧減衰特性を調べた．その結果、優れた特性が得られることが、実験によって確かめられた．高入力インピーダンス・バッファは、ブートストラップ動作を行い、比較的広い周波数範囲で安定した高入力インピーダンス特性を得ている．信号キャンセラは、逆相増幅器と二個のインダクタを用いて交流電圧の打ち消し回路を構成した点に

特徴がある．通常の低域通過フィルタとは異なり、フィルタ・コンデンサを使用せずに、交流電圧を十分に減衰させることができる．

解析に際しては、磁心の損失等を考慮した等価回路を用いて特性を算出した．バッファと信号キャンセラが縦続接続されていることを念頭に置きながら、信号キャンセラの入力インピーダンスがバッファの負荷インピーダンスに、バッファの出力インピーダンスが信号キャンセラの信号源インピーダンスになるという、互いの影響を考慮しつつ見通しの良い解析式を得ることを心掛けた．その結果、測定結果と計算結果とが良好に一致することを確認した．

今後は、通信信号の波形や周波数スペクトルなどを考慮に入れた最適設計、およびノイズ対策として電子チョークの平衡化を検討したいと考えている．

References

- 1) P. H. Sutterlin, W. R. Bemiss, and G. M. Hey: US Patent, 5148144 (1992).
- 2) Y. Nagata: Tokyo Koho, 1144477 (1982).
- 3) A. Katsuki, M. Matsushima, and N. Takimoto: *Proc. INTELEC 1999*, Copenhagen, 1999, Paper No. 13-1 (IEEE, Piscataway, 1999).
- 4) H. Ott and H. Zierhut: EU Patent, 365696B1 (1995).
- 5) J. Pest: US Patent, 3649769 (1972).
- 6) S. Nojima, N. Ooba, K. Yamamoto: Tokyo Koho, 2079176 (1995).
- 7) A. Katsuki, T. Matsumoto, T. Eto, and Y. Hashimoto: *Proc. INTELEC 2003*, Yokohama, 2003, p. 615 (IEEE, Piscataway, 2003).
- 8) A. Katsuki and T. Matsumoto: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **28**, 620 (2004).
- 9) A. Katsuki and T. Matsumoto: *Proc. INTELEC 2004*, Chicago, 2004, p. 482 (IEEE, Piscataway, 2004).
- 10) T. Matsumoto and A. Katsuki: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **29**, 170 (2005).
- 11) A. Katsuki, S. Watanabe, T. Matsumoto, and M. Fukunaga: *Proc. INTELEC 2005*, Berlin, 2005, p. 77 (IEEE, Piscataway, 2005).
- 12) A. Katsuki, T. Matsumoto, S. Watanabe, and M. Fukunaga: *IEEJ Trans. IA*, **126**, 904 (2006).
- 13) A. Katsuki, M. Matsushima, K. Matsunaga, and K. Morisaki: *Proc. PCC 2007*, Nagoya, 2007, p. 1412 (IEEE, Piscataway, 2007).

2007年11月29日受理, 2008年3月14日採録