



Title	屋内電力配線における隠れたアンテナ電流：スイッチ分岐におけるモード変換
Author(s)	北川, 勝浩
Citation	電子情報通信学会技術研究報告. EMCJ, 環境電磁工学. 2008, 108(307), p. 21-26
Version Type	VoR
URL	<a href="https://hdl.handle.net/11094/77662">https://hdl.handle.net/11094/77662</a>
rights	copyright©2008 IEICE
Note	

*The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA*

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

## 屋内電力配線における隠れたアンテナ電流

### スイッチ分岐におけるモード変換

北川 勝浩<sup>†</sup>

† 大阪大学大学院基礎工学研究科  
〒 560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3  
E-mail: †kitagawa@es.osaka-u.ac.jp

あらまし 広帯域電力線搬送通信 (PLC) では、コンセントから入力された差動モード (DM) 信号が電力線網に分布する不平衡要素によってコモンモード (CM) 電流に変換されたものが漏洩電磁界の主要な原因と考えられる。そのモード変換の指標として、コンセントで測った LCL がよく使われる。ところが、電力配線上で発生した CM 電流が全てコンセントに現れるわけではなく、コンセントには現れない隠れた CM 電流が存在する。その代表的なものは折り返しダイポール効果である。ここでは、屋内電力配線の中で代表的な不平衡要素であるスイッチ分岐におけるモード変換を解析し、分岐内に局在して幹線には現れないアンテナ電流の存在をより一般的な条件下で明らかにする。このアンテナ電流は輻射には寄与するが、コンセントで測った LCL や CM 電流には寄与しない。従って、コンセント LCL が PLC による漏洩電界強度の指標になり得ないことは明らかである。敢えて LCL に換算すれば、スイッチ分岐における DM 電流から CM 電流への変換損失の最小値は-6dB であり、それにコンセントから分岐までの DM 伝搬損失 (最小は数 dB 程度) を加えた、0dB 前後が有効 LCL となる。

**キーワード** 電力線搬送通信 (PLC), 漏洩電磁界, スイッチ分岐, アンテナ電流, コモンモード, モード変換, 直列ショートスタブ, LCL

## Hidden antenna currents in domestic power-line network

### Mode conversion at switch branch

Masahiro KITAGAWA<sup>†</sup>

† Graduate School of Engineering Science, Osaka University  
1-3 Machikaneyama-cho, Toyonaka, Osaka, 560-8531 Japan  
E-mail: †kitagawa@es.osaka-u.ac.jp

**Abstract** The common-mode (CM) current generated from the differential-mode (DM) signal at the unbalanced elements distributed on the power-line network is the origin of the radiated emission from the power-line communications (PLC). The LCL measured at the outlet is often used as a measure of the unbalance in power-line. However not all CM currents generated appear at the outlets. In this Paper, we have analyzed the mode conversion at the switch branch which consists of the ceiling light and the wall switch, forms one-leg serial stub, and is typical unbalanced elements on the domestic power-line. We have proved the existence of the *hidden antenna current* under more general condition than folded dipole. The hidden antenna currents contribute to the radiated emission but not to the CM current or the LCL measured at the outlet. Therefore the outlet LCL is obviously not good measure of radiated emission. Taking the hidden antenna currents at the switch-branch into account, the lowest LCL of the switch-branch becomes -6dB. Taking the DM loss between the outlet and the switch-branch into account, the effective (minimum) LCL is around 0dB.

**Key words** power line communications (PLC), radiated emission, switch branch, antenna current, common mode, mode conversion, series closed-stub, LCL

## 1. はじめに

電力線搬送通信 (power line communications, PLC) は、商用電源を通すための電力配線に本来想定していない高周波信号を通して通信を行うため、それによって生じる電磁界により放送や無線通信に混信を与えるおそれがある。数年前から PLC を Mbps 以上に高速化してインターネットアクセスや家庭内 LAN に利用できるように、2~30MHz の周波数を開放せよとの強い要望が、産業界から経済団体を通して政府に規制緩和要求として出され、紆余曲折 [1]~[6] の末に昨年 10 月に屋内利用限定で規制緩和が行われた。[7]~[9]

そのための技術基準は、隣家での放送受信や無線通信に妨害を与えないように離隔距離 10m において PLC による漏洩電界を周囲雑音と同程度以下にするという前提で定められた。[1], [2], [10] 総務省情報通信審議会 CISPR 委員会は、周囲雑音レベルとして ITU-R の勧告 P.372-8 よりもかなり大きな、 $28\text{dB}\mu\text{V/m}$  ( $2\sim15\text{MHz}$ ) および  $18\text{dB}\mu\text{V/m}$  ( $15\sim30\text{MHz}$ ) という値を独自に採用した。[2], [10] また、漏洩電界の原因が PLC モデムからコンセントに流入するコモンモード (CM) 電流であるとして、それによって発生する漏洩電界が 10 m 離れた点で、上記の周囲雑音以下となるように、通過帯域幅 9kHz での CM 電流を平均値 (RMS) で  $20\text{dB}\mu\text{A}$  以下 ( $2\sim15\text{MHz}$ ) および  $10\text{dB}\mu\text{A}$  以下 ( $15\sim30\text{MHz}$ ) と定め、PLC モデムを特定の条件の ISN (LCL=16dB [11]~[14], 差動モード (DM) インピーダンス DMZ=100Ω, CM インピーダンス CMZ=25Ω) に接続したときにこれを満たすことを技術基準とした。

ところが、この技術基準 [8], [9] に基づいて型式指定を受け市販されている各種の PLC モデムを、実際に一般住宅で使用し、コモンモード電流と離隔距離 10m における漏洩電界を測定した結果、CM 電流が許容値を満たしても漏洩電界が目標値を  $20\text{dB}$  以上上回ることが判明した。[15] これらの住宅のコンセントの LCL [13] は全て  $16\text{dB}$  以上で技術基準の想定内であり、モデムも技術基準を満たしているにもかかわらず、漏洩電界が想定値を  $20\text{dB}$  以上上回ったことは、当初から私達が予見していたとおり [4], [6]、現行の技術基準に根本的な誤りがあることを強く示唆している。

その原因は複数あるが、[16]~[20] 本研究では、屋内電力配線上で最も大きな不平衡性をもつと考えられるスイッチ分岐におけるモード変換 [21] を解析し、スイッチ分岐内には、コンセント（あるいは幹線上）で測った LCL や CM 電流に本質的に反映されない隠れたアンテナ電流 [22], [23] が存在することを理論的に示す。このことから、コンセントで測った LCL や CM 電流が屋内電力配線からの電磁界の漏洩を表す指標とはなり得ない [24] ことが明らかになる。

## 2. スイッチ分岐

住宅やオフィスでは、天井に設置された照明器具をオン・オフするために壁にスイッチが設置されており、図 1 のような配線がされている。このように照明器具とスイッチからなる分岐はスイッチ分岐と呼ばれる。VVVF ケーブルなどの電力配線

ケーブルそのものは近似的に平行二線式の伝送線路とみなすことができ、それを広帯域の伝送に使おうというのが広帯域電力線搬送通信である。ところが、スイッチ分岐は、使われている配線そのものは比較的平衡度の高い 2 芯の VVF ケーブルで伝送線路とみなせたとしても、単極单投スイッチで終端された伝送線路の腕と照明器具で終端された伝送線路の腕が直列に接続された直列スタブ構造となっているため、不平衡性を示す。本論文では、このスイッチ分岐の不平衡性によって生じるモード変換とアンテナ電流を解析する。スイッチ分岐の性質は、各腕の長さ（それぞれ、 $\ell_w$ ,  $\ell_c$  とする）や終端条件（スイッチのインピーダンス  $Z_s = 0(\text{ON})$  または  $\infty(\text{OFF})$ 、照明器具の高周波インピーダンス  $Z_L$  は器具や ON/OFF によって変わる）によって複雑に変化し得るため、その一般的な解析は複雑で困難に見える。しかし、

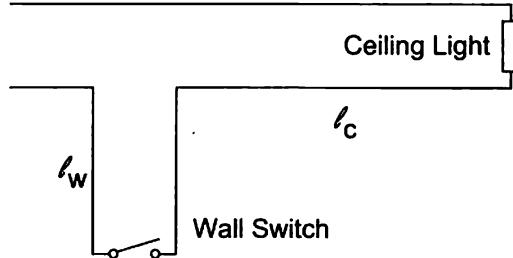


図 1 スイッチ分岐

- スイッチ ON のスイッチ腕はショートスタブである
  - スイッチ OFF の場合、白熱電灯の非点灯時の抵抗は数Ω程度なので、照明腕はショートスタブで近似できる
  - 照明器具の端子間がコンデンサで高周波的にバイパスされている場合、照明腕はショートスタブと見なせる
- ということに着目すると、多くの場合に、少なくとも一方の腕はショートスタブと見なせることが分る。本論文では、これらの場合を統一して図 2 のモデルで表して解析する。

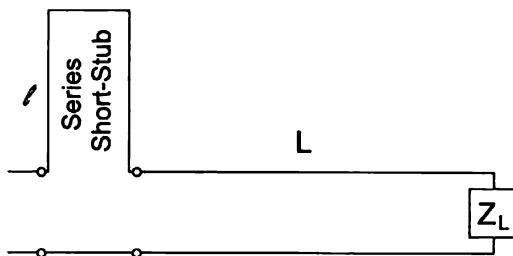


図 2 スイッチ分岐の直列ショートスタブモデル

図 2 の入力端に DM 電流の進行波が入射した場合に起こる現象をアンテナ電流 (CM 電流) の発生に注目して解析する。結論から言うと、直列ショートスタブは 2 つの異なるメカニズムによって顕著なアンテナ電流を発生する。一つは、ショートスタブを形成する 1 本のクランク線に電流が流れることによってクランク (スタブ) 部分に発生する局在したアンテナ電流である。もう一つは、平行二線伝送線路の片側だけが直列スタブ (クランク) によって遠回りして位相が遅れることによって起

この DM から CM へのモード変換[21]であり、そのモード変換によって発生した CM 電流が直列スタブの先に接続されている伝送線路をアンテナ電流として流れる。どちらも最大で、入射した DM 電流の 2 倍の CM 電流を発生するという点で、非常に深刻である。

### 3. 直列ショートスタブに局在するアンテナ電流

まず、長さ  $l$  のショートスタブ部分、すなわち、図 3(a) に示す 1 本の折れ曲がった導線（クランク線）に進行波電流が流れることによって直接的に生じるアンテナ電流を解析する。入射側（左側）の線の進行波電流を図 3(a) の座標  $x$  の関数として  $I_1(x)$ 、出射側（右側）の線の進行波電流を  $I_2(x)$  で表すと、短絡端 ( $x = l$ ) での境界条件は  $I_2(l) = I_1(l)$  であるから、入射進行波電流を  $I_1(0)$  を使って、それぞれ、下式で表される。

$$I_1(x) = I_1(0)e^{-j\beta x} \quad (1)$$

$$I_2(x) = I_2(l)e^{-j\beta(l-x)} = I_1(0)e^{-j\beta(2l-x)} \quad (2)$$

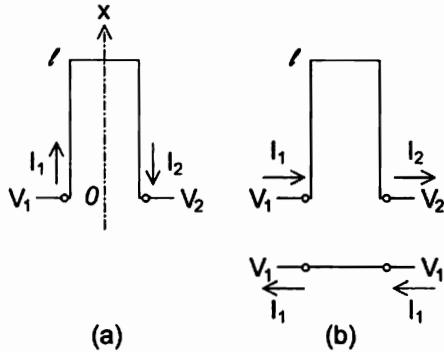


図 3 (a)1 本のクランク線、(b) 直列ショートスタブ

これより、ショートスタブを先端がショートされた平行二線伝送線路として、その伝送線路上の DM 電流と CM 電流を求めるとき、それぞれ下式で与えられる。

$$I_d(x) = \frac{1}{2}(I_1(x) + I_2(x)) = I_1(0)e^{-j\beta l} \cos \beta(l-x) \quad (3)$$

$$I_c(x) = I_1(x) - I_2(x) = 2jI_1(0)e^{-j\beta l} \sin \beta(l-x) \quad (4)$$

同様にしてクランク線上の電圧についても、 $x = l$  での境界条件が  $V_1(l) = V_2(l)$  であることから、次式が成立つ。

$$V_1(x) = V_1(0)e^{-j\beta x} \quad (5)$$

$$V_2(x) = V_2(l)e^{-j\beta(l-x)} = V_1(0)e^{-j\beta(2l-x)} \quad (6)$$

これより、スタブ上の DM 電圧、CM 電圧は、それぞれ、次式で表される。

$$V_d(x) = V_1(x) - V_2(x) = 2jV_1(0)e^{-j\beta l} \sin \beta(l-x) \quad (7)$$

$$V_c(x) = \frac{1}{2}(V_1(x) + V_2(x)) = V_1(0)e^{-j\beta l} \cos \beta(l-x) \quad (8)$$

このクランク線（スタブ）が平行二線式伝送線路の片側に直列に挿入された場合、入射 DM 電流を  $I_{DM}$  とすると、それが

そのまま  $I_1(0)$  となるので、

$$I_1(0) = I_{DM} \quad (9)$$

である。従って、 $l = \lambda/4$  となる波長入で、CM 電流は入射 DM 電流の 2 倍となる。この場合の CM 電流の絶対値の分布は図 4 のようになり、 $1/4$  波長のモノポールアンテナと同様であるから、スタブ部分に局在するアンテナ電流からの輻射はモノポールアンテナのそれから推定することができるであろう。 $l < \lambda/4$  の場合は短いモノポールアンテナとして扱えるだろう。このように直列ショートスタブのスタブ部分には、局在するアンテナ電流が発生し、それは最大で入力の DM 電流の 2 倍に達する。

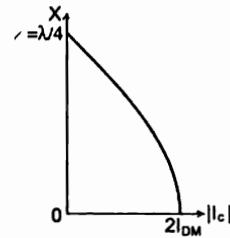


図 4 ショートスタブ上の CM 電流分布

内田先生は、本学会第 4 回（昭和 18 年度）秋山・志田記念賞を受賞した折り返しアンテナの理論の論文の中で、直列スタブを空中線の整合に使ってはいけないと述べられている[25]。そこから本来の空中線からの輻射と同程度の不要輻射が起こり得るからである。このように直列スタブによって生じるアンテナ電流と不要輻射は、短波帶空中線では昔から知られていた。スイッチ分岐の片方の腕はまさにこの不要輻射の源になる。

一般的な住宅では、各部屋（玄関、廊下、洗面所、トイレ、風呂場なども含む）に 1 個以上のスイッチ分岐が存在し、その腕の長さは数 m 程度である。例えば、 $l=3m$  とすると、これが  $1/4$  波長となる波長  $\lambda=12m$  で、アンテナ電流が最大となる。VVVF ケーブルやその周囲の誘電率による波長短縮を無視すると、これは周波数  $f=25MHz$  で発生し、まさに 2-30MHz を使用する広帯域電力線搬送通信 (PLC) で問題となる。より長い腕や、周囲の誘電率による波長短縮を考慮すれば、より低い周波数で起こる。さらに、この現象は腕の長さが  $1/4$  波長となる特定の周波数のみで起こるのではなく、アンテナ電流は式 (4) で変化するものの、腕の長さが半波長の整数倍となる特定の周波数（それは通常は全て 30MHz 以上となる）を除いて全ての周波数で起こることに注意しなければならない。すなわち、直列スタブに発生するアンテナ電流による輻射は、非常に広帯域の現象であって、PLC が使用している短波帶全域で起こる。

この直列ショートスタブ上で発生する CM 電流は、スタブを通過する DM 電流から生じたという意味ではモード変換と見なせるが、スタブを形成する単線の形状によってそこを流れる電流が空間的（幾何学的）に合成されたものであって、スタブ部分に局在していて、クランクが終わればもはや存在しない。そういう意味で、本論文では、これを「直列ショートスタブに局在するアンテナ電流」と呼んで、次に述べるモード変換と区

別している。

スタブに局在するアンテナ電流は、直列スタブの出力側には現れず後段には影響を及ぼさないので、ここから先はそれを考える必要は無い。

#### 4. 直列ショートスタブによるモード変換

一方、入射した DM 電流のうち片方だけが直列ショートスタブ（クランク）によって遠回りすることによって位相遅れを被るが、これはモード変換をもたらして、後段に影響を与える。

このスイッチ分岐における位相ずれに伴うモード変換は、現行の PLC 技術基準がまだ審議中であった 2006 年 3 月の EMCJ で石原・梅原・森広によってその原理が明快に報告されており、その重要性が指摘されていた [21]。

本論文では、直列ショートスタブを表す混合モード散乱行列を導出し、それを用いて、スイッチ分岐に入射した DM 電流が直列ショートスタブでどのように CM 電流に変換されるかを明らかにし、その先に接続されているもう一方の腕における DM, CM 電流を求める。さらに、そこから反射されて直列ショートスタブに再入射し、再びモード変換を受けた電流が幹線上にどのように現れるかを明らかにする。これらの結果から、スイッチ分岐のもう一方の腕に流れるアンテナ電流と、幹線上に現れるアンテナ電流の関係を議論し、スイッチ分岐内には幹線には現れない隠れたアンテナ電流 [22], [23] が存在することを明らかにする。

##### 4.1 直列ショートスタブの混合モード S 行列

図 3(b) の直列ショートスタブの混合モード S 行列を求める。まず、式 (2), (6) より、直列ショートスタブの入出力関係は、

$$I_2(0) = I_1(0)e^{-2j\beta l} = I_1(0)e^{-j2\theta} \quad (10)$$

$$V_2(0) = V_1(0)e^{-2j\beta l} = V_1(0)e^{-j2\theta} \quad (11)$$

となる。ここで、 $\theta = \beta l$  と置いた。

DM の波動インピーダンスを  $Z_0$  として、DM, CM の入力進行波の電圧、電流をそれぞれ以下のとおりとする。

$$V_d^+ = V_1 - (-V_1) = 2V_1 \quad (12)$$

$$I_d^+ = I_1 = V_d^+/Z_0 = 2V_1/Z_0 \quad (13)$$

$$V_c^+ = 0 \quad (14)$$

$$I_c^+ = 0 \quad (15)$$

出力の DM, CM の進行波の電圧、電流は、下記のようになる。

$$V_{DM,I_n}^- = V_2 - (-V_1) = V_1 + V_2 = 2V_1e^{-j\theta} \cos\theta \quad (16)$$

$$I_{DM,I_n}^- = -(I_2 + I_1)/2 = -I_1e^{-j\theta} \cos\theta \quad (17)$$

$$V_{CM,I_n}^- = (V_2 - V_1)/2 = -jV_1e^{-j\theta} \sin\theta \quad (18)$$

$$I_{CM,I_n}^- = -(I_2 - I_1) = 2jI_1e^{-j\theta} \cos\theta \quad (19)$$

ここで、S 行列を求めるために、入射波、出射波をそれぞれ、

$$a_d = V_{DM,I_n}^+/\sqrt{Z_0} = I_{DM,I_n}^+\sqrt{Z_0} = 2V_1/\sqrt{Z_0} \quad (20)$$

$$a_c = V_{CM,I_n}^+/\sqrt{Z_0} = I_{CM,I_n}^+\sqrt{Z_0} = 0 \quad (21)$$

$$b_d' = V_{DM,Out}^-/\sqrt{Z_0} = I_{DM,Out}^-\sqrt{Z_0} \quad (22)$$

$$b_c' = V_{CM,Out}^-/\sqrt{Z_0} = I_{CM,Out}^-\sqrt{Z_0} \quad (23)$$

で表して、入出力の関係を書き直すと、

$$b_d' = a_d e^{-j\theta} \cos\theta \quad (24)$$

$$b_c' = -j a_d e^{-j\theta} \sin\theta \quad (25)$$

が得られる。ただし、ここで式 (18), (19) を式 (25) にまとめるために  $Z_{oG} = Z_o/4$  とした。この条件下で直列ショートスタブは、下記の混合モード S 行列  $S$  によって表される。

$$\begin{bmatrix} b_d \\ b_c \\ b_d' \\ b_c' \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \\ a_d' \\ a_c' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_F \\ S_F & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \\ a_d' \\ a_c' \end{bmatrix} \quad (26)$$

すなわち、直列ショートスタブでは、後方散乱は起こらず、前方散乱のみが起こり、その前方散乱は、次の行列で表される。

$$S_F = e^{-j\theta} \begin{bmatrix} \cos\theta & -j \sin\theta \\ -j \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (27)$$

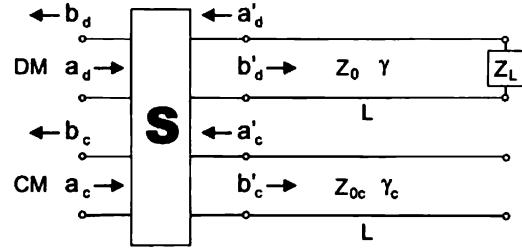


図 5 スイッチ分岐の混合モードモデル

##### 4.2 モード変換によってスイッチ分岐内に生じる電流

直列ショートスタブの先にある腕に存在する CM 電流進行波は、スイッチ分岐に入射した DM 電流が直列ショートスタブによって CM 電流に変換されたものである。このモード変換は、

$$\begin{bmatrix} b_d' \\ b_c' \end{bmatrix} = S_F \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \end{bmatrix} = e^{-j\theta} \begin{bmatrix} \cos\theta & -j \sin\theta \\ -j \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \end{bmatrix} \quad (28)$$

で与えられるから、 $\sin\theta = 0$  すなわち  $\theta = n\pi$  (n 整数) で無い限り、モード変換は必ず起こる。この  $\sin\theta$  は DM 電流から CM 電流へのモード変換の強さを表している。

直列ショートスタブでモード変換されてもう一方の腕に入射した DM 進行波と CM 進行波は、腕の端まで距離  $L$  を伝搬した後、先端で反射されて、再び腕を伝搬し、直列ショートスタブに再入射し、そこで再びモード変換されて、スイッチ分岐の外に出てゆく。これを図 5 のモデルで表す。CM については腕の先端は常に開放端であるから、電圧反射係数は  $\Gamma_c = 1$  である。DM については実際にそこに接続されている負荷インピーダンス  $Z_L$  で終端されているので、電圧反射係数は

$$\Gamma_d = (Z_L - Z_0)/(Z_L + Z_0) \quad (29)$$

で与えられる。

DM については線路の特性インピーダンスは全て  $Z_0$  で共通なので接続点での反射は無く、負荷で反射されて直列ショートスタブに再入射する進行波は、次式で与えられる。

$$a'_d = b'_d \Gamma_d e^{-2\gamma L} \quad (30)$$

ここで、 $\gamma$  はこの腕の DM 伝搬定数、 $L$  は腕の長さである。

CM については、必ずしも接続点での反射が無いとは限らないが、ここでは簡単のために反射が無視できる場合を考えると、腕の先端で反射してスタブに再入射する進行波は、

$$a'_c = b'_c \Gamma_c e^{-2\gamma_c L} = b'_c e^{-2\gamma_c L} \quad (31)$$

である。ここで、 $\gamma_c$  はこの腕の CM 伝搬定数である。これら 2 式をまとめると、

$$\begin{bmatrix} a'_d \\ a'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_d e^{-2\gamma L} & 0 \\ 0 & e^{-2\gamma_c L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b'_d \\ b'_c \end{bmatrix} = \mathbf{\Gamma} \begin{bmatrix} b'_d \\ b'_c \end{bmatrix} \quad (32)$$

となる。従って、スイッチ分岐の入力側（幹線）からはこのスイッチ分岐は下式で表される後方散乱を行なっているように見える。

$$\begin{bmatrix} b_d \\ b_c \end{bmatrix} = \mathbf{S}_F \begin{bmatrix} a'_d \\ a'_c \end{bmatrix} = \mathbf{S}_F \mathbf{\Gamma} \mathbf{S}_F \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \end{bmatrix} = \mathbf{S}_B \begin{bmatrix} a_d \\ a_c \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_B &= \mathbf{S}_F \mathbf{\Gamma} \mathbf{S}_F \\ &= e^{-2j\theta} \begin{bmatrix} \Gamma_d e^{-2\gamma L} \cos^2 \theta & -j(\Gamma_d + 1) \\ -e^{-2\gamma_c L} \sin^2 \theta & \times \sin 2\theta / 2 \\ -j(\Gamma_d e^{-2\gamma L} + e^{-2\gamma_c L}) & e^{-2\gamma_c L} \cos^2 \theta \\ \times \sin 2\theta / 2 & -\Gamma_d e^{-2\gamma L} \sin^2 \theta \end{bmatrix} \quad (34) \end{aligned}$$

簡単のために DM も CM も無損失で等しい伝搬定数  $\gamma = \gamma_c = j\beta$  をもち、 $\phi = \beta L$  とすると、

$$\mathbf{S}_B = e^{-2j(\theta+\phi)} \begin{bmatrix} (\Gamma_d + 1) \cos^2 \theta - 1 & -j(\Gamma_d + 1) \sin 2\theta / 2 \\ -j(\Gamma_d + 1) \sin 2\theta / 2 & -(\Gamma_d + 1) \sin^2 \theta + 1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

となる。

#### 4.3 外からモード変換が見えない場合

上記の後方散乱行列  $\mathbf{S}_B$  が対角行列であれば、外からはモード変換が起こっていないように見える。その条件は、

$$-j(\Gamma_d + 1) \sin \theta \cos \theta = 0 \quad (36)$$

であり、それには、以下の各場合がある。

(1)  $\Gamma_d = -1$  の場合 (DM が短絡端、 $Z_L = 0$ )

これは、照明器具の端子間がコンデンサで高周波的に短絡されているような場合に対応する。

$$\mathbf{S}_B = e^{-2j(\theta+\phi)} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (37)$$

(2)  $\theta = \pi/2$  の場合 (スタブ長が  $1/4$  波長)

$$\mathbf{S}_B = e^{-2j(\pi/2+\phi)} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -\Gamma_d \end{bmatrix} \quad (38)$$

ここで、スイッチ分岐の入力から見てモード変換が起こっていないように見えるのは、あくまでも見かけ上であって、実際にはモード変換は起こっているということに注意しなければならない。特に、 $\theta = \pi/2$  の場合は、外から見ると全くモード変換は起こっていないように見えるのに、実際には、モード変換は最大限に起こっており、DM 入力は直列ショートスタブで全て CM 電流に変換されて、その先の腕には大きな CM 電流が存在する。それが全て腕の先端で反射係数 1 で反射されて、直列ショートスタブに後ろから入射して再び最大限のモード変換を受けて全て DM 電流に変換される。その結果、スイッチ分岐の入力には CM 電流は現れず、単に DM 電流が反射しているようにしか見えないのである。つまり、外から見てモード変換が全く起こっていないように見えるときに、最も顕著にモード変換が起こっており、スイッチ分岐内には、入力の DM 電流の 2 倍の CM 電流が流れている。これはまさに完全に隠れたアンテナ電流である。

このようにアンテナ電流が完全に隠れた状態は、特定の周波数でしか起こらないが、このような極端な場合だけでなく、入射時に DM 電流から CM 電流に変換されたもののうち、出射時に DM 電流に再変換されるものは、全て隠れたアンテナ電流なので、隠れたアンテナ電流が存在しない場合というの、モード変換そのものが起こらない場合、すなわち、 $\theta = n\pi$  ( $n$  整数) の場合に限られる。これを満たす最低の周波数は、スタブ長が  $1/2$  波長となる周波数であり、例えばスタブ長を 3m とすると 50MHz である。従って一般住宅のスイッチ分岐では 2-30MHz の範囲にモード変換が起こらない（従って隠れたアンテナ電流が発生しない）周波数はまず無いと考えてよい。

このことから、コンセントで測定した LCL や CM 電流と漏洩電磁界強度の間には、どちらも DM 電流に比例するという自明な正の相関はあっても、因果関係は原理的に存在し得ないということが分る。従って、コンセントで測定した LCL に基づく議論には意味が無い。

#### 4.4 スイッチ分岐の LCL

しかし、どうしても LCL を使いたければ、スイッチ分岐に入射する DM 電流進行波からスイッチ分岐内で発生する CM 電流進行波への変換損失をスイッチ分岐の LCL と定義して、求めることは可能である。簡単のため最小の LCL だけ求めると、 $\theta = \pi/2$  の場合に、スイッチ分岐のスタブ上に局在する CM 電流もスタブによるモード変換によって発生する CM 電流もどちらも最大となってともに入力の DM 電流の 2 倍となる。実はこれはよく知られた折り返しダイポールアンテナ [25], [26] の場合と同じである。このモード変換損失は -6dB であり、LCL = -6dB となる。実際には、コンセントからスイッチ分岐に至るまでの DM の損失をこれに加えたものが、コンセントに供給された DM 電流からスイッチ分岐内の CM 電流への真の変換損失、有効な LCL ということになる [19], [20]。この DM 損失は最小で数 dB 程度と考えられるので、有効 LCL はほぼ 0dB ということになる。これは LCL の最小値であるから、CISPR で EBU や多くの NC が主張する LCL = 6dB という値 [28] は、平均的な値という意味ではほぼ妥当な値かもしれない。一方、日本の

技術基準にある  $LCL=16\text{dB}$  [10] や CISPR/I/257/CD にある  $LCL=24\text{dB}$  [27] などは明らかに過大な値ということになる。これらはともにコンセントで測定した  $LCL$  に基づいているので、隠れたアンテナ電流を全く反映しておらず、しかも、スイッチ分岐からコンセントまでの CM 損失をも含んでいる [19], [20] ため、無意味な量である。

## 5. まとめ

スイッチ分岐に局在して幹線に現れない「隠れたアンテナ電流」の問題は、海外でも以前から再三指摘されていた [22], [23] にも関わらず、今年 2 月に出された CISPR/I/257/CD [27] に全く反映されていなかったため、EBU から CISPR に対して最近もコメントが提出されている [28]。

スイッチ分岐におけるモード変換の解析から、スイッチ分岐内に流れる CM 電流進行波はスイッチ分岐に入射する DM 電流の 2 倍に及び、これは  $LCL=-6\text{dB}$  に相当する。これにコンセントからスイッチ分岐に入射するまでの DM 電流の減衰を加えたものが、有効な  $LCL$  となる。DM 電流の減衰は最小では数 dB 程度と考えられるので、有効な  $LCL$  は  $0\text{dB}$  前後となる。

これは、 $LCL$  測定用の Macfarlane プローブを用いてコンセントの CM と DM を分離して励振して、屋外に設置したアンテナまでの伝搬損失を測定して屋内配線の空中線利得を求めた結果、両者とも  $-20\sim-0\text{dB}$  でほとんど差が無かったこと [16] と符合する。すなわち、スイッチ分岐での顕著なモード変換のために、屋内電力配線では DM と CM が強く結合しており、どちらに電力を供給しても、電磁界の漏れ方にはほとんど差がないということである。それならば、意図的に信号を供給している DM 電流の方が漏洩電磁界に対して支配的な寄与をしていることは自明である。

実際、日本の技術基準を満たして型式指定を受け市販されている PLC モデムを接続したコンセントで DM 電流と CM 電流を測定した結果、DM 電流は CM 電流よりも  $40\text{dB}$  大きいことが分かっている [17], [18]。従って、現行の技術基準が意図した漏洩電界強度に抑えるためには、現行の CM 電流許容値に有効  $LCL\sim0\text{dB}$  を加えて、ほぼ同じ値の DM 電流許容値を早急に科す必要がある。DM 電流を規制すれば、ISN によって測定した CM 電流が PLC モデムの CM インピーダンスを高くすることによって、いくらでも小さくできるという技術基準の最大の抜け穴を塞ぐこともできる。さらに、非常に高価な ISN を使用しなくても、DM 電流は簡単に測定できるので、経済的である。

## 文 献

- [1] 総務省、高速電力線搬送通信に関する研究会報告書, [http://www.soumu.go.jp/s-news/2005/pdf/051226\\_6\\_bt2.pdf](http://www.soumu.go.jp/s-news/2005/pdf/051226_6_bt2.pdf), 2005.12
- [2] 総務省、情報通信審議会情報通信技術分科会 CISPR 委員会報告, [http://www.soumu.go.jp/joho\\_tsusin/policyreports/joho\\_tsusin/bunkakai/pdf/060629\\_3.1-2.pdf](http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/joho_tsusin/bunkakai/pdf/060629_3.1-2.pdf), 2006.6
- [3] 西本修一、総務省、電波監理審議会意見書（第 415 回意見の聴取）[http://www.soumu.go.jp/joho\\_tsusin/policyreports/denpa\\_kanri/pdf/060823\\_2.pdf](http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/denpa_kanri/pdf/060823_2.pdf), 2006.9
- [4] 同上、別紙, pp.21-27 (北川意見)
- [5] 総務省、電波監理審議会（第 909 回）議事要旨, pp.1-2, [http://www.soumu.go.jp/joho\\_tsusin/policyreports/denpa\\_kanri/pdf/060913\\_2.pdf](http://www.soumu.go.jp/joho_tsusin/policyreports/denpa_kanri/pdf/060913_2.pdf), 2006.9
- [6] 総務省、電力線搬送通信設備の技術基準等の整備に関する電波監理審議会答申及び意見募集の結果, [http://www.soumu.go.jp/s-news/2006/pdf/060913\\_9.7.pdf](http://www.soumu.go.jp/s-news/2006/pdf/060913_9.7.pdf), 2006.9
- [7] 無線設備規則第 59 条第 1 項第 1 号, 同第 2 項, 第 60 条第 2 号
- [8] 電波法施行規則第 46 条第 1 項第 5 号, 同条の 2 第 1 項第 5 号
- [9] 総務省告示第 520 号（平成 18 年 10 月 4 日）
- [10] 杉浦, 上, 雨宮, 山中, “我が国の高速 PLC 規格とその技術的背景,” 信学技報, EMCJ2007-36, 2007.7
- [11] ITU-T, Recommendation G.117, “Transmission aspects of unbalance about earth,” 1996.2
- [12] ITU-T, Recommendation O.9, “Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth,” 1999.3
- [13] I. P. Macfarlane, “A Probe for the Measurement of Electrical Unbalance of Networks and Devices,” IEEE Trans on EMC, Vol. 41, No. 1, pp. 3-14 (1999).
- [14] 神宝, 西山, 前川, 石川, 稲田, 牧, “既設住宅における電力線の  $LCL$  とコモンモードインピーダンスの測定,” 信学技報, EMCJ2005-70, 2005.9
- [15] 北川, 大石, “住宅環境における屋内広帯域電力線搬送通信からの漏洩電界とコモンモード電流の測定 I,” 信学技報, EMCJ2007-49, pp. 37-42, 2007.9
- [16] 北川, “屋内電力配線のアンテナ係数のその場測定,” 信学技報, EMCJ2007-54, pp.7-12, 2007.10
- [17] 北川, 大石, “住宅環境における屋内広帯域電力線搬送通信からの漏洩電界とコモンモード電流の測定 III,” 信学技報, EMCJ2007-117, pp.1-6, 2008.3
- [18] M. Kitagawa and M. Ohishi, “Measurements of the radiated electric field and the common mode current from the in-house broadband power line communications in residential environment,” in Proc. EMC Europe 2008, Hamburg, Germany, Sep. 2008, pp.433-438.
- [19] 北川, “コンセントで  $LCL$  を測っても電力線網に分布するモード変換は分らない,” 信学技報, EMCJ2008-10, pp.17-22, 2008.6
- [20] M. Kitagawa, “ $LCL$  and Common Mode Current at the Outlet Do Not Tell the Common Mode Current Generated at the Remote Unbalanced Element on the Power-line,” to be published in EMC Zurich 2009, Zurich, Switzerland, Jan. 2009.
- [21] 石原, 梅原, 森広, “屋内電力線通信における漏洩電界の測定,” 信学技報, EMCJ2005-145, 2006.3
- [22] J. H. Stott, “How best to protect radio services as intended?,” BBC R&D White Paper, WHP063, July 2003.
- [23] J. H. Stott, “PLT and broadcasting — can they co-exist?,” BBC R&D White Paper, WHP099, Nov. 2004.
- [24] R. Vick, “Estimating the radiated emissions of domestic main wiring caused by power-line communication system,” in EMC Zurich Conference, Zurich, Switzerland, Feb. 2003, pp. 87-92.
- [25] 内田英成, 立花峯司, “平行二線式線路に於ける不平衡と之を空中線素子として使用せる場合の関連に対する基本的解析,” 電気通信学会誌, 27 卷, p. 466, 1943.6
- [26] H. Uchida, Fundamentals of Coupled Lines and Multiwire Antennas, Sasaki Printing and Publishing, Sendai, 1967
- [27] “CISPR22 – Limits and method of measurement of broadband telecommunication equipment over power lines,” CISPR/I/257/CD, 2008.2
- [28] “Compilation of comments on committee draft,” CISPR/I/266A/CC, 2008.6