

معرفی و شبیه سازی روش جدید اندازه گیری ضریب تلفات عایقی و پرمتیویته نسبی

حسن آبروش*

استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه مازندران

(تاریخ دریافت ۸۵/۱۰/۵ ، تاریخ دریافت روایت اصلاح شده ۸۵/۶/۲۲ ، تاریخ تصویب ۸۶/۷/۷)

چکیده

برای ارزیابی کیفیت و شناخت عایقهای الکتریکی لازم است که خواص عایقی آنها اندازه گیری شود. از جمله کمیت‌های الکتریکی که برای تشخیص خواص الکتریکی عایقها مورد سنجش قرار می گیرد، ظرفیت الکتریکی و ضریب تلفات عایقی ($\tan \delta$) می باشد. روشهای معمول در حوزه زمان و فرکانس گران بوده و نیاز به صرف زمان زیادی برای سنجش دارد. روش ارائه شده در این مقاله بر اساس اعمال یک ولتاژ چند فرکانسی باینری منظم به عایق نمونه می باشد. این ولتاژ بصورت متناوب که بین دو مقدار تغییر می نماید به عایق اعمال می گردد. چون ولتاژ اعمال شده متناوب است میتوان با بکارگیری سری فوریه بجای تبدیل فوریه نتایج حاصل را تحلیل نمود و لذا محدودیتهای تبدیل فوریه را به همراه ندارد و در ضمن این روش قادر است که در یک محدوده وسیع از فرکانس بطور خودکار مقدار ظرفیت الکتریکی و $\tan \delta$ را اندازه گیری نماید.

واژه های کلیدی: اندازه گیری دی الکتریک در حوزه زمان یا فرکانس - ضریب تلفات - پرمتیویته نسبی

مقدمه

اطلاعات به لحاظ ثابت زمانی دستگاهها در ابتدا و انتها به واسطه عدم تشخیص جریان با اختشاش از بین می رود برتری دارد. علاوه بر این، پیرشدگی عایق معمولاً با یک اندازه گیری $C - \tan \delta$ در یک فرکانس مشخص نمی شود گزارشات محققین در مورد کابل‌های ولتاژ متوسط (PE/XLPE) حاکی از آنست که پدیده پیر شدگی در فرکانسهای کمتر از فرکانس قدرت مشخص می گردد و اندازه گیری $C - \tan \delta$ برای یک رنجی از فرکانس با ولتاژ بالا بسیار دشوار است [۲،۴،۵]. روش حوزه زمانی بر اساس اعمال تابع تحریک پله واحد به عایق نمونه بوده و با اندازه گیری جریان پلاریزاسیون (شارژ) و دی پلاریزاسیون (دشارژ) و یا ولتاژ برگشتی بر حسب زمان صورت می گیرد. پارامترهای عایقی با بکارگیری تبدیل فوریه در یک رنج وسیع از فرکانس بدست می آید. در این زمینه کارهای زیادی انجام شده است و در این روش نظر به اینکه قسمتی از جریان شارژ به لحاظ ثابت زمانی دستگاههای اندازه گیری از دست می رود و در جریان دشارژ بواسطه اینکه در انتهای اندازه گیری مقدار جریان بسیار کم بوده و چیزی در حدود 10^{-16} آمپر است، بنابراین تشخیص آن با امواج اغتشاش (نویز) مشکل می شود. لذا بخشی از اطلاعات در هنگام تبدیل فوریه بخاطر

قسمت عمده ای از تجهیزات الکتریکی را عایقها تشکیل می دهند. اندازه گیری پاسخ دی الکتریک برای شناخت عایق و همچنین بعنوان یکی از روشهای نظارت و عیب یابی دارای اهمیت فراوانی است و در سالهای اخیرمورد توجه قرار گرفته است. از جمله کمیت‌های مهم الکتریکی که برای تشخیص خواص عایقی مورد سنجش قرار می گیرند، عدد دی الکتریک (ظرفیت الکتریکی) ϵ_r و ضریب تلفات عایقی $\tan \delta$ می باشد [۱].

دو روش معمول و متداول برای اندازه گیری پارامترهای مذکور در فرکانسهای بسیار کم از ۰/۰۰۱ هرتز تا یک کیلو هرتز عبارتند از روش حوزه فرکانس و روش حوزه زمان [۲]. در روش حوزه فرکانس معمولاً از تعادل پل استفاده می شود و در هر زمان یک فرکانس مشخص اعمال می گردد. این روش بخصوص در فرکانسهای کم مستلزم وقت زیادی برای رسیدن به تعادل پل می باشد. آقای Vince ادعا نموده است که برای تعادل پل در فرکانسهای کم (۰/۰۰۱ هرتز)، ۲۶ سیکل لازم است و وقت مورد نیاز حدود ۸ ساعت می باشد [۳]. سرعت روش پیشنهادی در مقایسه با روش فرکانس تقریباً به یک چهارم زمان تقلیل می یابد و نسبت به روش اندازه گیری جریان پلاریزاسیون / دی پلاریزاسیون که بخشی از

مدار معادل عایق

میزان تلفات عایق بستگی به میزان پلاریزاسیون دارد و عمل پلاریزاسیون احتیاج به زمان دارد. هنگام اعمال ولتاژ متناوب به یک عایق با توجه به فرکانس ولتاژ اعمال شده پلاریزاسیون بطور کامل انجام نمی شود و یا بهتر بگوییم بعضی از انواع پلاریزاسیون انجام می شوند و بعضی دیگر یا انجام نمی شوند و یا بطور ناقص انجام می گیرند، لذا پرمتیویته و تلفات عایق بستگی به میزان پلاریزاسیون دارد و با فرکانس تغییر می نماید. ضریب دی الکتریک عایق برای فرکانسهای خیلی پایین با ϵ_s و برای فرکانسهای خیلی بالا با ϵ_∞ نمایش داده می شود. در فرکانسهای پایین همه انواع پلاریزاسیون انجام می گیرد و در فرکانسهای بالا فقط پلاریزاسیون الکترونی و اتمی انجام می شود. ثابت دی الکتریک برای فرکانس دلخواه ω از رابطه $\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + g(\omega)$ بدست می آید [۱۵،۱۴]. با استفاده از تبدیل فوریه $g(\omega)$ بصورت زیر خواهد بود

$$g(\omega) = \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (۱)$$

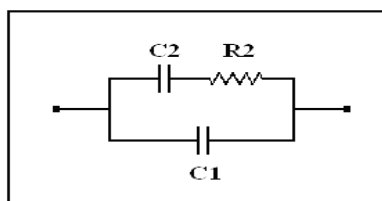
$$\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (۲)$$

$$\epsilon'(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (۳)$$

$$\epsilon''(\omega) = \frac{(\epsilon_s - \epsilon_\infty)\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (۴)$$

روابط (۳) و (۴) به معادلات Debye مشهور است و ضریب تلفات عایقی بصورت معادله (۵) بیان می شود.

$$\tan \delta(\omega) = \frac{\epsilon''(\omega)}{\epsilon'(\omega)} \quad (۵)$$



شکل ۱: مدار معادل Debye.

محدودیت‌های فوق الذکر از بین می‌رود و مقادیر بدست آمده دارای خطا می باشد [۸،۹،۱۰]. حال با توجه به اینکه حوزه فرکانس برای تعیین خواص عایقی در چند فرکانس، مستلزم وقت زیادی بوده و ایجاد شرایط محیطی یکسان برای دقت پاسخها کار ساده ای نیست و در روش حوزه زمان به لحاظ محدودیت‌های اندازه گیری قسمتی از اطلاعات محو می شود [۱۳،۱۴]. این مقاله روش جدیدی برای اندازه گیری خواص عایقی پیشنهاد می نماید که مشکلات موارد مذکور را ندارد.

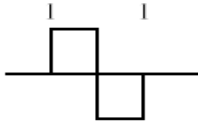
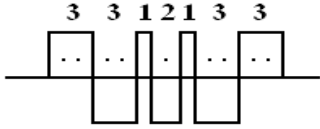
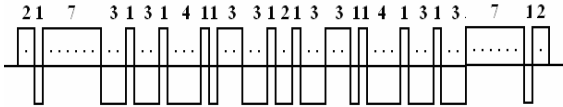
در روش پیشنهادی از موجهای متناوب خاص استفاده شده است. این سیگنالها بسادگی از طریق کامپیوتر فراهم می شود و به عایق اعمال می گردد.

بجای تبدیل فوریه با اعمال سری فوریه بر روی نتایج بدست آمده می توان پارامترهای الکتریکی عایق را برای چند فرکانس مورد نظر بطور همزمان بدست آورد و پاسخ عایق برای این فرکانسها دارای شرایط محیطی یکسان می باشد.

سیگنالهای باینری متناوب (B.P.S)

تولید سیگنالهای باینری نسبت به سایر موجها ساده تر است و به آسانی می توان از طریق یک کامپیوتر فراهم نمود. نحوه تولید این موجها بدین صورت است که با دو علامت صفر و یک مشخص می شوند. عدد یک بمعنای اعمال ولتاژ و عدد صفر بمعنای عدم اعمال ولتاژ می باشد. بنابراین برای هر پریود از این موجها یک دسته از اعداد صفر و یک مشخص می شوند. زمان اعمال و یا عدم اعمال ولتاژ به یک عایق در یک پریود با تقسیم زمان یک پریود بر تعداد صفر و یک ها تعیین می شود و این زمان، زمان جزء برای هر علامت می باشد. با ایجاد موجهای خاص باینری این امکان وجود دارد که فقط چند فرکانس مورد نظر دارای دامنه قابل ملاحظه ای باشند و قسمت اعظم انرژی موج بر روی همین هارمونیکها متمرکز شود. از سیگنالهای باینری می توان بعنوان ولتاژ اعمال شده به عایق استفاده نمود و خواص عایقی مواد را بدست آورد. سه نمونه از موجهایی که توسط Henderson و همکارانش در سالهای ۱۹۸۷ و ۱۹۸۹ تولید شده و در بخش کنترل برای تابع انتقال و بهره حدی سیستم هوای گرم بکار برده شده در جدول (۱) با ذکر کد و میزان درصد انرژی هر هارمونیک آمده است [۱۱،۱۲].

جدول ۱: سه نمونه از سیگنالهای باینری با ذکر کد و میزان درصد انرژی هر هارمونیک.

سیگنالهای باینری	کد، شکل موج و تعداد بیت ها، N	E_n ، تعداد هارمونیکها	درصد انرژی	درصد انرژی هر هارمونیک
Square wave		$E_1 = 1.273$	81.0	81.0+0.0
Short Octave		$E_1 = 0.7633$ $E_2 = 0.6366$ $E_4 = -0.6366$	69.7	23.2 ± 4.2
Extended Octave		$E_1 = 0.4513$, $E_2 = 0.4391$ $E_4 = -0.4159$ $E_8 = 0.4115$ $E_{15} = 0.5046$ $E_{16} = -0.3183$ $E_{24} = 0.2872$, $E_{30} = -0.2774$	58.6	7.8 ± 3.0

سازی یک برنامه شبیه سازی با بخشهای زیر گردید .

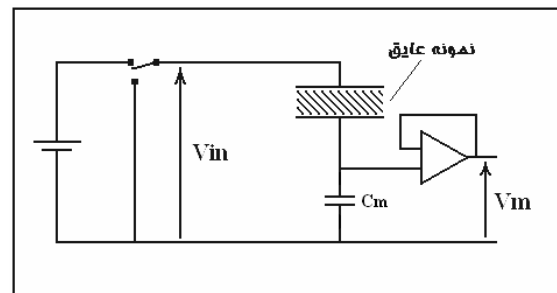
- ایجاد و ساخت سیگنالهای باینری با دامنه و پریودهای مختلف برای یک سیکل کامل و اعمال آن به مجموعه عایق وسیستم اندازه گیری .
- اعمال سری فوریه بر روی هر دو سیگنال ورودی و خروجی (پاسخ عایق) به منظور بدست آوردن دامنه و اختلاف فاز هارمونیکهای هر دو سیگنال .
- محاسبه مقدار $\tan \delta$ و پرمتیویته نسبی برای ولتاژ با فرکانسهای مورد نظر.
- محاسبه ولتاژ لحظه ای دو سر خازن C_m با استفاده از تحلیل مداری مدل ارائه شده برای هر پله از ولتاژ اعمالی به عایق توسط نرم افزار.

شکل (۳) فلچوچارت برنامه شبیه ساز را نشان می دهد .

برنامه شبیه ساز برای دو نمونه از موجهای باینری ، مربعی و اکتیو کوتاه اجرا گردید. مقادیر المانهای مدار معادل Debye $C_1 = C_\infty = 1 \times 10^{-10}$ و $C_2 = C_s - C_\infty = 1 \times 10^{-11}$ و $R_2 = 1 \times 10^{-10}$ با توجه به مقادیر پیشنهادی Ongaro و همکارانش که برای تاثیر خازنهای نشستی در نظر گرفته بودند انتخاب گردید [۱۶]. نتایج شبیه سازی با مقادیر واقعی محاسبه شده در شکل های (۴) و (۵) و (۶) و (۷)

مدار معادلی که برای رفتار عایق در نظر گرفته شده است بر اساس مدل Debye بدون هدایت الکتریکی است و در شکل (۱) نشان داده شده است .

در این مدار $C_1 = C_\infty$ و $C_2 = C_s - C_\infty$ است . بطوریکه C_s مربوط به ظرفیت خازن در فرکانسهای خیلی پایین و C_∞ مربوط به فرکانسهای خیلی بالا می باشد . مدار اندازه گیری پاسخ عایقی در شکل (۲) نشان داده شده است . در این مدار نمونه عایق مورد نظر با یک خازن C_m بطور سری قرار دارد و ولتاژ دو سر خازن C_m بعنوان پاسخ دی الکتریک مورد استفاده قرار می گیرد .



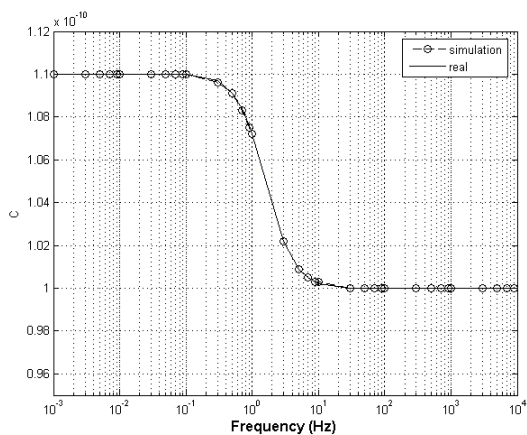
شکل ۲: مدار اندازه گیری پاسخ دی الکتریک.

ساختار نرم افزار شبیه ساز

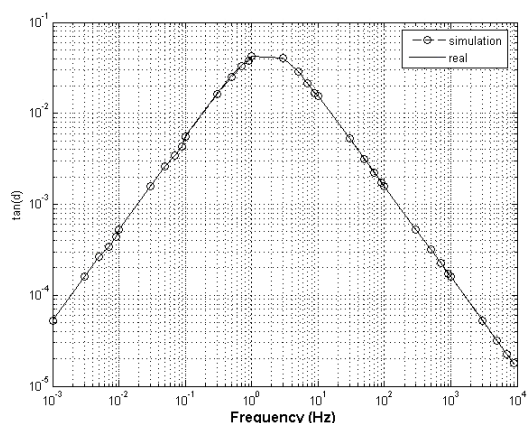
بمنظور ارزیابی روش پیشنهادی اقدام به پیاده

نتیجه گیری

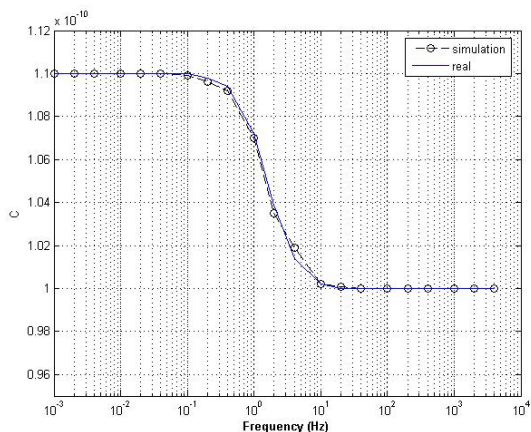
در این مقاله از سیگنالهای باینری بمنظور شناسایی خواص الکتریکی عایقها استفاده شده است. برای این منظور برنامه شبیه سازی به زبان Quick Basic نوشته شده است .



شکل ۴: تغییرات ϵ' برای موج مربعی.



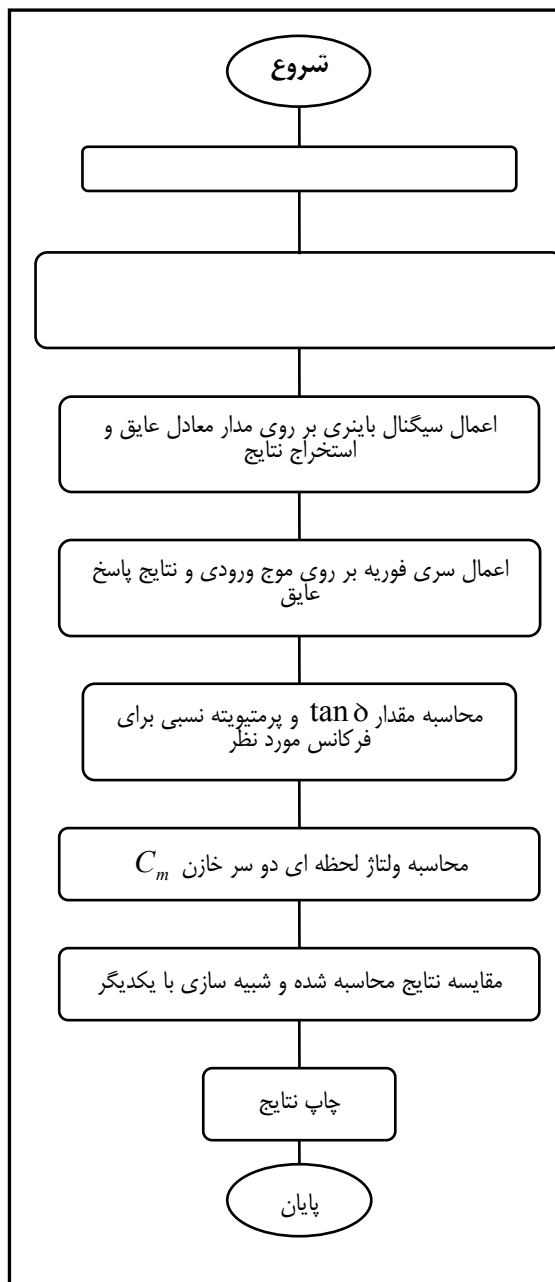
شکل ۵: تغییرات $\tan \delta$ برای موج مربعی.



شکل ۶: تغییرات ϵ'' برای موج اکتیو کوتاه.

برنامه شبیه ساز برای چند نمونه از موجهای باینری اجرا و نتایج شبیه سازی با مقادیر واقعی محاسبه شده مقایسه

نشان داده شده است . برای بی اثر نمودن پدیده حالت گذرا در پاسخ دی الکتریک در این برنامه پیش بینی شده است بدین صورت که چندین سیکل کامل به نمونه عایق اعمال می گردد و نتایج آخرین سیکل برای آنالیز و تجزیه و تحلیل مورد استفاده واقع می شود. برای حصول اطمینان از صحت پاسخها و مقادیر بدست آمده از شبیه سازی این مقادیر با مقادیر واقعی که بر اساس مدل Debye محاسبه شده بود مقایسه گردید.



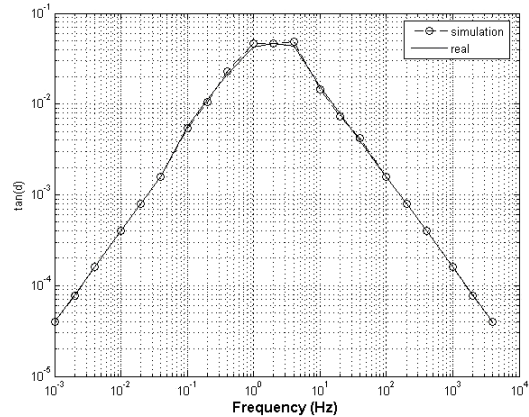
شکل ۳: فلوچارت برنامه شبیه ساز.

کوتاه فقط سه فرکانس اول و دوم و چهارم استخراج شده است.

در این روش اولاً بجای تبدیل فوریه از سری فوریه استفاده شده است و مشکلات محو شدن بخشی از نتایج را ندارد، ثانياً با انتخاب صحیح یک موج باینری دلخواه می توان با یکبار آزمایش برای چند فرکانس مشخص بطور همزمان خواص الکتریکی عایقی را تعیین نمود، ثالثاً تولید موجهای باینری توسط PC بسیار ساده است. بنابراین با عنایت به موارد مذکور روش پیشنهادی، روشی مناسب برای تعیین خواص الکتریکی عایقها می باشد.

با توجه به اینکه اساس دقت روشهای زمانی بر شارژ و دشارژ خازن استوار بوده و این فرآیندها در نواحی ابتدا و انتها دارای ناهمگونی های پیچیده ای است به نظر می رسد روشهای زمانی از این حیث دچار ضعف باشند و این مزیت روش ارائه شده در این پژوهش نسبت به روشهای زمانی است. از آنجاییکه نمایش کمی این مزیت نیازمند تحقیق و آزمایشهای بیشتری است به عنوان یک زمینه تحقیق پیشنهاد می شود.

گردیدند. حداکثر درصد خطا بین مقادیر واقعی و شبیه سازی شده برای $\tan \delta$ برابر با ۴/۳۹٪ می باشد. نتایج شبیه سازی و مقادیر واقعی در شکل های (۵) و (۷) نشان داده شده است و برای پرمیتیویته نسبی ۲/۵٪ می باشد که در شکل های (۴) و (۶) نشان داده شده است.



شکل ۷: تغییرات $\tan \delta$ برای موج اکتیو کوتاه.

لازم به ذکر است که برای موج اکتیو کوتاه با توجه به اینکه ۷۰٪ از انرژی موج بر روی هارمونیکهای یک و دو و چهار متمرکز است، لذا در هر دهه از اعمال موج اکتیو

مراجع

- 1 - Ward, Barry .H. (2001). "A survey of new techniques in insulation monitoring of power transformer." *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 17, No. 3, PP. 16-23.
- 2 - Zaengle, W. (2003). "Dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV equipment, Part I: theoretical considerations." *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 19, No. 3, PP. 5-19.
- 3 - Vince, P. M. "Apparatus for the measurement of the permittivity and loss tangent at audio and sub-audio frequency." *Proc. IEE*, Vol. 112, PP. 432-438.
- 4 - Neimanis, P. (2001). *An Estimation of Moisture Content in Mess Impregnated Distribution Cable*, Thesis, Stockholm, Sweden.
- 5 - Werelius, P. (2001). *Development and Application of High Voltage Dielectric Spectroscopy for Diagnosis of Medium Voltage XLPE Cables*, Thesis, Stockholm, Sweden.
- 6 - Gafvert, L. Adeen, Tapper, M., Ghasemi, P. and Jonsson, b. (2000). "Dielectric spectroscopy in time and frequency domain applied to diagnostics power transformer." *IEEE Inter. Conf on Properties and Application of Dielectric Material*, PP. 825-830.
- 7 - Kachler, A.J. (1999). "Aging and moisture determination in power transformer insulation systems contradiction of RVM methodology effects of geometry and ion conductivity." *International Workshop on Transformers*, Lodz, Poland, November.

-
- 8 - Fitzpatrick, G. J. and Fortester, E. O. (1984). "Application of time domain spectrometry to dielectric materials." *Fourth Int. Conf.on Dielectric Materials, Measurement and Application*, University of Lancaster, UK, PP.237-239.
 - 9 - Mopsik, F. J. (1985). "The transformation of time-domain relation data into the frequency – domain." *IEEE , Trans. On Electrical Insulation*, Vol. EI-20, PP. 957-964.
 - 10 - Roggen, V. (1990). "An overview of dielectric measurements." *IEEE, Trans. On Electrical Insulation* Vol. EI-25, PP. 95-106.
 - 11 - Henderson, I. A., Ibrahim, A. A., Meghee, J. and Sankowski, D. (1987). "Assembler generated binary test signalsfor process identification." in "Microprocessor application in process control." *IFAC Proc.*, Series 1987, No. 7, Pergamon Press, PP. 77-82.
 - 12 - Henderson, I. A. and Meghee, J. (1987). "Maxent binery identification of a warm air system." *IMEKO Sym . On Microprocessors in Temperature and Thermal Measurment* , Lodz , Poland.
 - 13 - Mopsik, F. J. (1994). "Stability of a numerical Laplace transform for dielectric measurement." *IEEE Trans.*, Vol. 1, No. 1, PP.3-8.
 - 14 - Gupta, D. K. D. and Searpa, P. C. N. (1999). "Modeling of dielectric relaxtion spectra of polymers in the condensed phase." *IEEE Electrical Insulation Magazine*, Vol. 15, No.2, PP. 23-32.
 - 15 - Gafvert, U., Frimpong, G. and Fuhr, J. (1998). "Modeling of dielectric measurement on power transformers." *CIGRE*, Paris, France, 1998 Session .
 - 16 - Ongaro, R., Pillonnet, A. and Desgoutte, et P. (1984). "Critical analysis of transient current measurements in insulating materials." *J. Phys. E: Sci., Instrument*, Vol. 17.
-